

radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für eine
elektronische Belichtungsuhr

PREIS DM 2,00 • 11. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG • FÜR DBR BERLIN

SEPTEMBER 1962

17



VEB VERLAG TECHNIK • BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte	522
Spezialisierung kontra Sonderbauelemente?	523
Allgemeines über monofone elektroakustische Aufnahmen mit mehreren Mikrofonen	524
Hagen Jakubaschk und Karl-Ernst Kitte Stereoverstärker mit Studioqualität, Teil 2 und Schluß	526
Kleine Tips für Tonbandamateure	528
Dipl.-Ing. W. Richter Zwei transistorisierte Labornetzgeräte	530
Ing. H. Stein Bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren im Schaltbetrieb, Teil 1	532
Lebensdauerverhalten von Transistoren	535
Dipl.-Ing. H. Meyl und Dipl.-Phys. R. Vollstädt Eine Dimensionierungsvorschrift für Differenzverstärker	537
Die automatische Schwundregelung	538
Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr	540
Aus der Reparaturpraxis	541
Fritz Kunze Implosionsgeschützte Bildröhren	542
Dipl.-Ing. Joachim Kullmann Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren	544
Tschechoslowakische Glühlampen	548
Referate	548
Fachbücher	551
Fernsehbildfehler VI	3. U.-S.

VEB VERLAG TECHNIK

Verlagsleiter: Dipl.-oec. Herbert Sandig
Berlin C2, Oranienburger Straße 13/14,
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fern-
schreiber 0114 41 Techkammer Berlin (Technik-
verlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.-oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Bel-
ter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C2,
Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe
in den Bezirksstädten der Deutschen Demo-
kratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36
Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und
Besprechungen sind nur mit voller Quellen-
angabe zulässig.
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

OBSAH

Oznámení a zprávy	522
Všeobecně o monofonním elektroakustickém snímání zvuku s více mikrofony	524
Hagen Jakubaschk a Karl-Ernst Kitte Stereofonní zesilovač studiové jakosti, díl druhý a závěr	526
Malé tipy pro uživatele magnetofonů	528
Dipl.-Ing. W. Richter Dva laboratorní přístroje s tranzistory a síťovým napájením	530
Ing. H. Stein Bilaterální vodivost plošných tranzistorů v p-n-p provedení pracujících jako spínače, díl první	532
O životnosti tranzistorů	535
Dipl.-Ing. H. Meyl a Dipl.-Phys. R. Vollstädt Předpis pro dimenzování rozdílového zesilovače	537
Automatické vyrovnávání úniku	538
Stavební návod pro elektronický časový spínač	540
Z opravářské praxe	541
Fritz Kunze Obrazovky s ochranou proti implosi	542
Dipl.-Ing. Joachim Kullmann Funkce a dimenzování elektronických počítacích obvodů se spínacími výbojkami se studenou katodou	544
Československé spec. výbojky	548
Referáty	548
Odborné knihy	551
Zkreslení televizního obrazu V	3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения	522
О монофонной электроакустической звукозаписи при помощи нескольких микрофонов	524
Гаген Якубашк и Карл-Эрнст Китте Высококачественный стереоусилитель для радиолюбителя, ч. 2-я и окончание	526
Советы для работы любительским магнитофоном	528
Диплом-инж. В. Рихтер Два лабораторных блока питания на транзисторах	530
Инж. Г. Штейн Билатеральная проводимость плоскостных транзисторов p-n-p-типа в режиме переключения, ч. 1-я	532
Срок службы транзисторов	535
Диплом-инж. Г. Мейль и Диплом-физик Р. Фольстедт Руководство по расчету дифференциального усилителя	537
Автоматическая регулировка усиления	538
Самодельное электронное реле времени	540
Из работы ремонтных мастерских	541
Фриц Кунце Взрывобезопасные кинескопы	542
Диплом-инж. Иовхим Кульман Принцип действия и расчет электронных счетчиков на релейных лампах с холодным катодом	544
Чехословацкие лампы тлеющего разряда	548
Рефераты	548
Новые книги	551
Искажения телевизионного изображения, VI	3. стр. о-и

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der
Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Bolimeve, Tirana

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris

Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung

Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46

Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Politiv Administrative C. F. R. Bukarest

Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und

Batrlava, Leningradska ul. 14

UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechat“, Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O. B. 149, Budapest 62

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports	522
General Observations on Monophonic Electroacoustic Recordings Using Several Microphones	524
Hagen Jakubaschk and Karl-Ernst Kütte Stereo Amplifier with Studio Quality (Part 2 and end)	526
Small Tips for Tape Amateurs	528
Dipl.-Ing. W. Richter Two Transistorized Laboratory Mains Supply Sets	530
Ing. H. Stein Bilateral Conductivity of pnp Junction Transistors in Switching Operations (Part 1)	532
The Service Life of Transistors	535
Dipl.-Ing. H. Meyl and Dipl.-Phys. R. Vollstädt The Dimensioning of Amplifiers amplifying the Difference of Two Quantities	537
Automatic Volume Control	538
Instruction for Construction of an Electronic Exposure Timing Device	540
Repair Practice	541
Fritz Kunze Implosion-Proof Picture Tubes	542
Dipl.-Ing. Joachim Kullmann Function and Dimensioning of Electronic Counting Circuits with Cold-Cathode Relay Tubes	544
Czechoslovak Glow-Discharge Tubes	548
Abstracts	548
Technical Books	551
TV-Picture Faults VI	3rd Cover Page



Titelbild:

Prominente von Film und Funk bei einer „musikalischen“ Diskussion an der Schallplattenbar in dem DEFA-Film „Revue um Mitternacht“. Der Beitrag auf Seite 524 gibt Ihnen einen Einblick in die Probleme, die bei Musikaufnahmen auftreten.

Foto: DEFA - Blümel

Die KW-Ausbreitung im Juli 1962 und Vorschau für Okt. 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Juli 1962

① relative Abweichung der F_2 -Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

- $\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31...+40%
- +19...+30%
- +18...+18%
- +19...+30%
- -31...-40%
- -41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

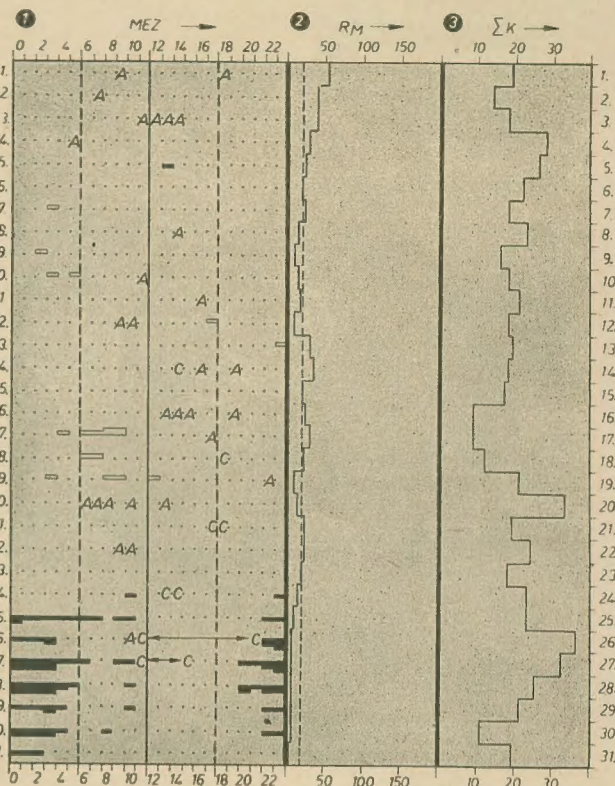
A = Abdeckung
C = Gerätestörung

② gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

③ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

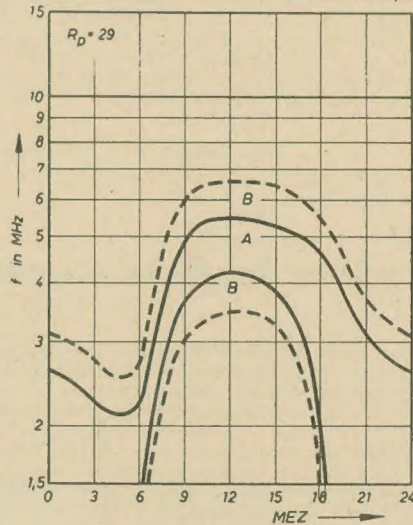
Vorschau für Oktober 1962

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: $10 \mu V/m$
Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen



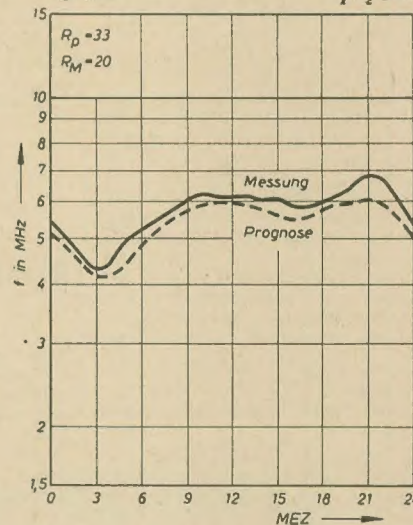
Frequenzberatung

Oktober 1962 DDR Mitteleuropa



Gegenüberstellung: Prognose / Messung

Juli 1962 f_1 F_2 DDR



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bauanleitung: Ein NF-Vielfachprüfgerät für den Amateur ●

Perspektivische Darstellung von Oszillogrammen ●

Der prinzipielle Aufbau von Fernsehsendern ●

XXXI. Internationale Messe Poznan 1962 ●

Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise ●

Die eisenlose Endstufe und ihre Anwendung ●

Nachrichten und Kurzberichte

Eine elektronische Kopier-anlage

wurde in der UdSSR konstruiert. Sie ermöglicht es, automatisch kontrastvolle Negative (mit max. Ausnutzung von Einzelheiten in den hellen sowie dunklen Stellen des Negativs) zu kopieren. Das Negativ wird mit Hilfe eines Katodenstrahlabtasters (mit der Röhre 35 LK 2 B) zeilenweise abgetastet. Das durch das Negativ durchkommende Licht fällt auf einen Sekundär-Emissions-Vervielfacher (FEU 19 M), dessen Signal verstärkt zur Katode des Katodenstrahlabtasters geleitet wird. Dadurch wird beim Kopieren von hellen Stellen die Beleuchtungsstärke vermindert und umgekehrt. Der Gesamtkontrast des Bildes sinkt, aber die Kontraste und Einzelheiten der Bild-details werden verbessert. In der Anlage wird eine Integrierschaltung und ein Verstärker mit 60facher Verstärkung und einem Frequenzbereich von 30 Hz ... 40 kHz angewendet. Die Bildgröße des Positivs ist 180×180 mm, die max. optische Dichte des Negativs kann 2,0 betragen.

Die Anlage dient insbesondere zur Auswertung von kontrastreichen Luftbildern, Bildern der der Erde abgewendeten Mond-seite und Bildern, die mittels breitwinkliger Objektive aufgenommen wurden. Die Abmessungen der Anlage sind $1300 \times 640 \times 650$ mm, und das Gewicht beträgt 60 kp.

Moskauer Verbundnetz automatisch gesteuert

Mehr und mehr werden in der Sowjetunion elektronische Rechenautomaten zur Regelung und Steuerung bestimmter Anlagen und Prozesse eingesetzt. Ein eindrucksvolles Beispiel dafür ist die automatische Steuerung des Mos-

kauer Verbundnetzes, das die 1000 km entfernt liegenden Kraftwerke von Kuibyschew und Wolgograd einschließt. Von den Meßinstrumenten der Kraftwerke bekommt der Automat den jeweiligen Bedarf mitgeteilt. Daraus errechnet er, welche Leistung jedes Werk liefern muß und wie das Verbundnetz zu schalten ist, damit das wirtschaftlichste Ergebnis erreicht wird. In der Sowjetunion wurde unter anderem auch ein Automat entwickelt, mit dem man für jeden Ort einer Eisenbahnstrecke berechnen kann, um wieviel Uhr, mit welcher Geschwindigkeit ein Zug diese Stelle passieren kann. Dadurch kann man die günstigste Fahrgeschwindigkeit der Züge auf den einzelnen Strecken berechnen und besser den günstigsten Fahrplan finden.

Piratsender funken in der Nordsee

Zwei Piratsender, die sich in der Nordsee etabliert haben, beschäftigen gegenwärtig die Regierungen von England, Schweden, Holland und Dänemark, schreibt die „Volksstimme“, Wien. Die Sender sind auf verankerten Schiffen untergebracht und befinden sich im internationalen Gewässer, unterstehen also nicht den Behörden irgendeines Staates, sondern nur dem internationalen Recht. Der erste Sender wurde in Öresund vor Stockholm eingerichtet, der zweite vor der Küste Hollands. Ein dritter Sender vor der englischen Küste strahlt bereits Versuchssendungen aus und wird demnächst das ständige Programm beginnen. Die Sender werden von einigen geschäftstüchtigen Managern auf kommerzieller Basis geführt. Sie bringen fast nur Unterhaltungsmusik, dazwischen kurze Nachrichten- und Unterhaltungssendungen. All das wird mit

Werbedurchsagen gemixt, nach dem Vorbild der amerikanischen Radiostationen, die ja durchweg privat sind und keine Hörergebühren erhalten, sondern durch die Reklame finanziert werden. Die Piratsender bezeichnen sich als völlig frei und unabhängig. Da sie auch keine Steuern und keine Honorare an die Autoren, Komponisten, Sänger, Musiker usw. der von ihnen verwendeten Schallplatten zahlen und wegen dieser Beschränkung auf Schallplatten sehr billig arbeiten können, sind sie ein phantastisches Geschäft. Ihre Spesen sind minimal: Ein ausgedientes Schiff, ein nicht allzu starker Sender, ein paar Mann, die die auf dem Schiff anfallenden Arbeiten bewältigen, und drei oder vier Mann zur Bedienung des Senders; mehr braucht man nicht, um Schallplatten aufzulegen, Sendungen anderer Stationen auf Band aufzunehmen und zu werten und die Reklamedurchsagen zu machen. Da die illegalen Sender eine Reihe internationaler Vereinbarungen brechen — Verteilung der Wellenlängen, Schutz des Urheberrechts usw. — hat der Verkehrsminister im dänischen Parlament einen Gesetzentwurf eingebracht, der die Regierung verpflichtet und ermächtigt, die Einhaltung internationaler Vereinbarungen durch alle dänischen Staatsbürger zu erzwingen. Nun hat sich aber herausgestellt, daß im dänischen Parlament keine einheitliche Auffassung herrscht. Die Konservativen haben sich zwar von den Piratsendern distanziert, gaben aber gleichzeitig bekannt, daß sie einen Gesetzentwurf unterbreiten würden, der dem Staatsmonopol des Rundfunks ein Ende setzen und den Betrieb von Sendern auf kommerzieller Basis genehmigen soll. Womit die Piratsender weiterhin unbeheilig bleiben könnten.

Bisher größter Erfolg im bemannten Weltraumflug

▼ Vom Betrieb KEMZ in Moskau wird das Farbhelligkeitsmeßgerät „CJA-1“ gefertigt, das für Helligkeitsmessungen bei Farbaufnahmen in der Natur sowie im Studio bestimmt ist. Der Raumwinkel der gemessenen Farbfläche beträgt 1° , die Meßbereiche des Gerätes sind 1200 asb, 12 000 asb und 120 000 asb. Im Gerät sind u. a. ein Bi-Cs-Fotoelement, Farbfilter und ein Röhrenverstärker enthalten. Das Meßgerät selbst, das auch für Schwarz-Weiß-Aufnahmen benutzt werden kann, hat ein Gewicht von 4 kp.

▼ Zum Beitrag „Ursachen von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren“, Herr Winkler vom VEB Kondensatorenwerk Görlitz bittet, ausdrücklich darauf hinzuweisen, daß es sich in den Ausführungen in radio und fernsehen 14 (1962, S. 439, seinerseits nicht um einen abschließenden Standpunkt handelt, sondern um eine zwischenzeitliche Ergänzung, da die Untersuchungen noch andauern, und daß sein Beitrag nicht als Diskussionsgrundlage zu einer Entgegnung von Herrn Welzel gedacht war, wie es irrtümlich von der Redaktion angenommen wurde. Die Untersuchungen werden fortgeführt. Nach Abschluß derselben werden wir darüber berichten.

▼ Mit einer Genauigkeit bis auf zwei Tausendstel Sekunden in 24 Stunden geht eine Transistoruhr, die im Institut für Radio-technik und Elektronik der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften konstruiert wurde. Diese Uhr ist weitaus präziser als die genauesten Schiffsschronometer und wird vor allem für astronomische und geophysikalische Messungen verwendet werden.

▼ Einen TV-Empfänger mit 69er Bildröhre brachte Grundig für Gastwirtschaften, Schulen usw. heraus.

▼ Eine mit Transistoren bestückte Energiequelle für Elektrokardiografen (EKG) hat der Geraer Ingenieur Otto Clemen entwickelt. Das neue Gerät ersetzt die teuren Anodenbatterien, die nur eine kurze Lebensdauer haben.

▼ Berichtigung: Im Heft 9 (1962), S. 291, muß Gleichung (13) richtig heißen:

$$C = \frac{N_n}{\omega U_n^2} \sqrt{\frac{p}{1-p}}$$

Im Heft 14 (1962), S. 445, wiesen wir darauf hin, daß die Literaturstelle aus den Tungsram Technischen Mitteilungen vom Institut für Halbleitertechnik als Fotokopie bezogen werden kann. Diese Mitteilung entspricht leider nicht den Tatsachen, und wir bitten, von entsprechenden Bestellungen an das Institut abzusehen.

Vom 12. August bis zum 15. August 1962 kreisten zwei sowjetische bemannte Raumschiffe, Wostok III und Wostok IV, auf gemeinsamer Bahn um die Erde. Beide Piloten standen nicht nur mit Funkstationen auf der Erde, sondern auch untereinander in unmittelbarer Verbindung. Der Zweck des Starts zweier Raumschiffe bestand darin, experimentelle Angaben über die Möglichkeiten einer unmittelbaren Verbindung zwischen zwei Raumschiffen zu erhalten, koordinierte Handlungen zweier Raumflieger zu erzielen und die Wirkung gleichartiger Raumflugbedingungen auf den menschlichen Organismus zu überprüfen.

Wostock III

Am 11. August 1962 erfolgte der Start der Wostok III. Am Bord befand sich der Major Andrian Grigorjewitsch Nikolajew. Die Daten der Flugbahn: Umlaufzeit 88,2 min; Apogäum 227,6 km; Perigäum 176,7 km; Neigung der Flugbahn zur Äquatorebene $64^\circ 59''$. Nikolajew gab seine Berichte auf

den Frequenzen 20,0006 und 143,625 MHz. Im Raumschiff arbeitete außerdem ein Sender auf der Wellenlänge 19,995 MHz. Die Aufgabe von Wostok III war es u. a., die Arbeitsfähigkeit des Menschen unter den Bedingungen der Schwerelosigkeit zu erforschen. So bewegte sich Nikolajew teilweise frei in der Kabine.

Wostock IV

Während die ganze Welt noch voll Bewunderung auf Wostock III blickte, startete am 12. August 1962 Oberstleutnant Pawel Popowitsch im Raumschiff Wostok IV zum Flug um die Erde. Den Aufgaben entsprechend erfolgte der Start in einer Zeit, in der sich Wostok III noch im Fluge befand. Hier die Daten der Flugbahn von Wostok IV, die minimal von denen der Wostok III abweichen: Umlaufzeit 88,3 min; Apogäum 234,8 km; Perigäum 177,9 km; Neigung der Flugbahn zur Äquatorebene $64^\circ 57''$. Mit äußerster Präzision wurde dieser erste Gruppenflug in den

Kosmos durchgeführt, und planmäßig erfolgte die Landung der Weltraumschiffe Wostok III und Wostok IV am 15. August 1962 nach 71stündigem gemeinsamem Flug um unseren Planeten südlich der Stadt Karaganda (Kasachische SSR).

Der Kosmonaut Nikolajew hatte damit den Rekord vollbracht, 95 Stunden, also fast vier Tage, mit der Wostok III die Erde 64mal zu umkreisen. Er legte dabei 2,6 Mio km zurück. Wostok IV brachte es in den 71 Stunden auf über 48 Erdumkreisungen und auf eine Flugstrecke von etwa 2 Mio km.

Alle Systeme und Aggregate sowie wissenschaftliche Apparate am Bord arbeiteten vom Start bis zur Landung störungsfrei.

Durch den Gruppenflug sind Angaben von großem wissenschaftlichem und technischem Wert gewonnen worden, die für die weitere Erschließung des Weltraums und für die Flüge zu anderen Planeten und Welten außerordentliche Bedeutung haben.

Spezialisierung kontra Sonderbauelemente?

Anlaßlich eines Besuches im WTZ Technische Keramik Hermsdorf, Außenstelle Teltow, mußten wir feststellen, daß die technisch-wissenschaftlichen Mitarbeiter dieses Zentrums große Sorgen haben, die sich aus der Unklarheit über die Weiterführung ihrer wissenschaftlichen Arbeit ergeben.

Im Augenblick gibt es in dem Industriezweig Nachrichtentechnik auch an anderen Stellen Sorgen um die Perspektive, übrigens auch um Fragen der persönlichen Weiterentwicklung. Sie ergeben sich aus den Problemen der Profilierung unserer Industrie, d. h. der Abstimmung unserer Entwicklung und Produktion mit der der anderen Länder im Rat für gegenseitige Wirtschaftshilfe. Es herrscht jedoch Übereinstimmung darüber, daß diese Abstimmung — trotz der komplizierten Probleme, die sie aufwirft — durchgeführt werden muß. Sie bringt eine Arbeitsteilung im internationalen Rahmen mit sich, die im Endeffekt zu einem wesentlich höheren Wirkungsgrad in Forschung, Entwicklung und Produktion führen wird.

Die Sorgen in Teltow jedoch haben nichts mit dieser Profilierung zu tun. Sie entspringen dem Versuch der VVB Technische Keramik, die Spezialisierung in einer Weise weiterzutreiben, die mit Recht problematisch erscheint. Wenn die Weisungen des Hauptdirektors der VVB an den Leiter der Außenstelle, Herrn Dr. Henniger, in ihrer ursprünglichen Form durchgeführt werden müßten, so würde das bedeuten, daß bis Ende dieses Jahres die gesamte Entwicklung und Sonderfertigung von Ferriten von Teltow in den VEB Keramische Werke Hermsdorf verlagert werden müßte. Wir wissen, daß sich andere Regierungsstellen: Volkswirtschaftsrat, Forschungsrat usw., eingeschaltet haben und weitere Besprechungen angesetzt sind. Es ist also durchaus möglich, daß sich bis zum Erscheinen dieses Artikels die Anweisungen der VVB Technische Keramik etwas verändert haben. Trotzdem halten wir es nicht für überflüssig, zu diesem Problem, das von allgemeiner Bedeutung ist, etwas zu sagen.

Es ist hier weder der Platz noch am Platze, die Leistungen des WTZ Technische Keramik, Außenstelle Teltow, auf dem Gebiete der Ferriteentwicklung darzustellen. Für unsere Argumentation ist ausschlaggebend, daß in Teltow eine Sonderfertigung läuft, die in jeder Weise versucht, den Wünschen der auftraggebenden Institute bzw. der betrieblichen Forschungs- und Entwicklungsstellen gerecht zu werden. Das sieht in der Praxis so aus, daß z. B. der VEB Fernmeldewerk Leipzig acht verschiedene Ferrithalbeuge in einer Gesamt-

stückzahl von 1500 Stück erhielt. Mehr als 15 Institute und F/E-Stellen erhielten in den Jahren 1961 und 1962 im ganzen 2200 Stück Mikrowellenferrite für kleine und große Leistungen im 1-cm-, 3-cm-, 5-cm-, 7-cm- und 10-cm-Gebiet. Diese Mikrowellenferrite und Mikrowellengranate wurden teils als Muster, teils aber auch auf Bestellung der Verbraucher abgegeben, wobei den sehr unterschiedlichen Wünschen der Geräteentwickler in bezug auf Form und Abmessungen der Mikrowellenferrite Rechnung getragen wurde.

Aber es gibt auch andere Stückzahlen. So erhielten sechs Institute und F/E-Stellen im ganzen 250 000 Rechteckferrite mit jeweils speziellen Eigenschaften. Nach dieser wirklich als „großtechnisch“ zu bezeichnenden Versuchsfertigung wurden die Fertigungsunterlagen dem VEB Keramische Werke Hermsdorf übergeben.

Das WTZ Technische Keramik, Außenstelle Teltow, ist der einzige Betrieb, nicht nur in der DDR, sondern wahrscheinlich im gesamten Bereich des RgW, in dem Mikrowellengranate hergestellt werden. Uns ist als einzige andere Bezugsquelle nur die USA bekannt. Durch die Fertigung in Teltow wird die DDR gegenüber störenden Einflüssen aus dem westlichen Ausland auf den Gebieten der Mikrowellenferrite und Mikrowellengranate im wesentlichen unempfindlich gemacht. Dabei belaufen sich die Preise in Teltow von 4,30 ... 276,— DM, die vergleichbaren Preise, die die amerikanische Firma Motorola in einem Prospekt angibt, bewegen sich von 13,50 ... 204 Dollar. Ist es sinnvoll, diese Entwicklung und vor allem diese variantenreiche Klein- und Kleinstfertigung in einen Großbetrieb zu verlagern? Kann es von dem Großbetrieb — dessen Aufgabe es ist, Großserien zu fertigen — fairerweise verlangt werden, derartige Klein- und Kleinstserien technologisch zu meistern? Wie soll der Großbetrieb — bei seiner völlig andersartigen Struktur — die günstigen ökonomischen Ergebnisse von Teltow erreichen? Wird nicht das praktisch unausbleibliche Resultat — und diese Besorgnis ist der Grund für unseren Artikel — darin bestehen, daß der Großbetrieb diese Klein- und Kleinstserien vernachlässigt und ihre Fertigung schließlich ganz einstellt bzw. gar nicht erst aufnimmt? Haben wir nicht derartige Erfahrungen schon in genügendem Maße gemacht?

Es ist vielleicht nicht überflüssig, noch einmal daran zu erinnern, was Spezialisierung nicht ist und was sie ist. Spezialisierung bedeutet nicht, alles, was Ferrit heißt, in einem Betrieb zu konzentrieren. Spezialisierung ist die

Ausrichtung der Produktion eines Betriebes auf so wenige Produkte wie möglich (oder sogar nur auf bestimmte Bauteile oder Arbeitsgänge eines Produktes). Zur Spezialisierung gehört die Kooperation. Erst aus der Kooperation mehrerer spezialisierter Betriebe ergibt sich eine bestimmte Produktion, z. B. die Vielfalt der Ferrite, oder ein bestimmtes Endprodukt, z. B. ein Fernsehempfänger. Wenn Kanalwähler im Werkteil Halle des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, Bandfilter im VEB Elektrophysikalische Werkstätten Neuruppin und gedruckte Leiterplatten im VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf hergestellt werden und die VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt und RAFENA-Werke Radeberg praktisch „nur“ noch Montagebetriebe sind, so ist das eine wirklich konsequent durchgeführte Spezialisierung.

Das Ziel der Spezialisierung ist bekanntlich die Erreichung hoher Stückzahlen, die in großen Serien mit hohen Losgrößen gefertigt werden können. Damit ist die Spezialisierung nicht nur eine Frage der Bereinigung des Sortiments, sondern auch der Bereinigung der Technologie (Spezialisierung nach dem technologischen Prozeß). Ein Betrieb mit vorwiegend Großserienfertigung sollte versuchen, alle Produkte, die nur in Klein- oder Kleinstserien gefertigt werden können, wie eben Sonderbauelemente mit „krummen“ Werten oder Spezialforderungen bezüglich Toleranz o. dgl. oder Spezialferrite usw., aus seiner Produktion abzustößen.

Aus diesen ökonomischen Einsichten ergibt sich unseres Erachtens das Gegenteil der Absichten der VVB Technische Keramik. Wenn es die Wissenschaftlichen Industriebetriebe und die WTZ mit angeschlossener Sonderfertigung noch nicht gäbe, sollte man sie erfinden.

Wenn jedoch eine VVB aus bestimmten Gründen einen derartigen Beschluß fassen bzw. aufrecht erhalten muß, so schuldet sie der technisch-wissenschaftlichen Öffentlichkeit den Nachweis, daß durch die von ihr getroffenen Maßnahmen keinerlei Unterbrechung oder Zeitverlust in der Entwicklung und Sonderfertigung der verlagerten Produkte eintreten. Für diesen Nachweis genügt nicht ein Protokoll oder eine ähnliche papierne Erklärung; er sollte vor einem Forum erbracht werden, das sich aus Vertretern der als Verbraucher betroffenen Betriebe und Institute sowie des entsprechenden Arbeitskreises des Forschungsrates zusammensetzt, z. B. einem Fachausschuß der KDT. Es steht zuviel auf dem Spiel.

Schäffer

Allgemeines über monofone elektroakustische Aufnahmen mit mehreren Mikrofonen

Es mag vielleicht ungewöhnlich erscheinen, in einer Zeit, in der die Stereophonie zunehmend an Bedeutung gewinnt, über monofone Aufnahmefethoden zu sprechen. Jedoch wird man auch dann, selbst wenn Rundfunk und Fernsehen einen festen Programmanteil stereophonisch senden, nicht völlig auf Mono-Aufnahmen verzichten können.

Im folgenden sollen nun polymikrofonisch zu behandelnde Schallereignisse und deren Aufnahmefethoden untersucht werden, weil diese Aufnahmen technisch am schwersten zu behandeln sind und weil darüber hinaus im allgemeinen recht unterschiedliche Auffassungen und Vorstellungen bestehen.

Mikrofonaufstellung für das sog. Große Orchester (Monomikrofonie)

Oberster Grundsatz für die Aufnahme mit großen Orchestern (Sinfonieorchester) sollte sein, möglichst mit einem Mikrofon, das gewöhnlich über dem Kopf des Dirigenten angeordnet ist, auszukommen. Selbstverständlich kann man sich zusätzlich eines sog. Raummikrofons bedienen. Dieses Mikrofon befindet sich außerhalb des Grenzzadius

$$r_{gr} = \frac{\text{reflektierter Schall}}{\text{direkter Schall}} = \frac{1}{1}$$

und dessen Modulation wird im entsprechenden Verhältnis der des überwiegend direkten Schall aufnehmenden „Hauptmikrofons“ beigemischt. Man kann also zwischen der Modulation des Raummikrofons und der Modulation des Hauptmikrofons beliebig variieren. Erfolgen solistische Darbietungen, können selbstverständlich zusätzliche Mikrofone eingesetzt werden, wobei allerdings streng darauf zu achten ist, daß der Raumeindruck möglichst gleich bleibt. Es darf dabei keinesfalls die Vorstellung entstehen, daß sich der Solist scheinbar in einem anderen Raum befindet. Das Mikrofon soll also nur zur „Heraushebung“ des jeweiligen Solisten dienen. Auf keinen Fall dürfen zugunsten des Ausgleichs technischer Mängel klangästhetische Gesichtspunkte (z. B. durch ein zusätzliches Mikrofon für die Holzbläser) verletzt werden. Wenn man auch in dem einen oder anderen Fall eine Besserung erreicht, so ist eine Abhilfe wohl eher von einer raumakustischen Korrektur des jeweiligen Aufnahmesaales zu erwarten.

Aufstellung eines Polymikrofonie erfordernden Klangkörpers bei öffentlichen Veranstaltungen

Wenn man z. B. ein Tanzorchester auf der Bühne betrachtet, so sind die üblichen Melodieinstrumente reihenfolgemäßig Saxophone, Trompeten und Posaunen, von vorn nach hinten gestaffelt, aufgebaut. Daneben befinden sich dann meist die Rhythmusinstrumente (Schlagzeug, Gitarre, Baß und Klavier). Betrachtet man dann eine auf diese Weise entstandene Aufnahme näher, so stellt man vier deutlich erkennbare Mängel fest:

1. Störende Einflüsse, wie sie z. B. durch hustendes Publikum hervorgerufen werden,

2. fehlende Möglichkeiten der Wiederholung bei an sich nicht üblichen, aber doch möglichen musikalischen Fehlern,
3. der Aufbau des Orchesters auf der Bühne geschieht nach optischen, nicht nach akustischen, d. h. aufnahmefotechnischen Gesichtspunkten, und
4. die akustischen Eigenschaften des Veranstaltungssaales werden von dem darin befindlichen Publikum meist negativ beeinflusst, da der Schall hauptsächlich von der Garderobe der Personen absorbiert wird.

Der die Übertragung ausführende Toningenieur bedient sich dann meist technischer Hilfsmittel, um eine optimale Qualität der Wiedergabe zu erreichen.

Ganz anders geschieht die Aufnahme in einem Funkhaus, Filmstudio oder Aufnahmesaal der Schallplattenfirmen. Der Kunde verlangt beim Kauf einer Schallplatte genau wie der Hörer zu Hause am Rundfunkgerät ein Höchstmaß an technischer sowie musikalischer Qualität. Um diese aber zu erreichen, werden andere völlig neue Aufnahmefethoden erforderlich.

Studioaufnahme eines Polymikrofonie erfordernden Klangkörpers

Zunächst wäre zu klären, welche Klangkörper aufnahmefotechnisch einer polymikrofonen Behandlung bedürfen.

Das sind Tanzorchester (und analoge Klangkörper wie Combos),

Tanzstreichorchester und moderne Unterhaltungsortchester.

Der Einfachheit wegen sei in diesem Beitrag nur über die aufnahmefotechnische Behandlung des Tanzorchesters (Big-Band) gesprochen. Nur wenn es für einzelne für andere Klangkörper charakteristische Instrumente unumgänglich wird, sei auf die Besonderheiten verwiesen.

Aus der beschriebenen Aufstellung eines Tanzorchesters auf der Bühne ergibt sich nun zwangsläufig, daß es sehr schwer ist, die dynamisch, d. h. in ihrer Lautstärke, recht unterschiedlichen Instrumente entsprechend unseren heutigen ästhetischen Vorstellungen von der Tanzmusik „ausgeglichen“ auf den Tonträger zu konservieren. Dazu kommt, daß man aus optischen Gründen (Fernsehübertragung)

die Anzahl der Mikrofone, auch wenn es akustisch vertretbar wäre, nicht beliebig erhöhen kann. Daher wird das Orchester im Studio bei der Aufnahme in Gruppen aufgeteilt. Diese Aufteilung des Orchesters in Gruppen gleicher Instrumente hat vor allem den Zweck, fremden Schall, also den Schall, der von den anderen Instrumenten erzeugt wird, von dem betreffenden Mikrofon weitgehend fernzuhalten. Es wäre z. B. bei der beschriebenen Bühnenaufstellung des Orchesters kaum zu verhindern, daß die doch sehr lauten Trompeten über das für die leiseren Saxophone zuständige Mikrofon unkontrollierbar hörbar würden, obwohl der fremde Schall durch den Einsatz von Richtmikrofonen immerhin schon in gewissen Grenzen gehalten werden kann. Ganz abgesehen davon, daß die Gruppentrennung auch noch andere akustische Gründe hat. So wird z. B. die Akustik des Aufnahmesaales durch den Einsatz von Richtmikrofonen und durch den geringen Abstand des Mikrofons von den jeweiligen Gruppen fast völlig ausgeschaltet. Ein entsprechender Raumeindruck wird also in jedem Fall nur künstlich erzeugt.

Die Bühnenaufstellung des Orchesters scheidet also für die Studioproduktion völlig aus. Hierzu kommt noch, daß der Toningenieur (Tonmeister) auf die Klangfarbe, die Klangstruktur der Instrumente in der sog. Effektmusik, wie sie ja die Tanzmusik gegenwärtig ist, Einfluß nehmen muß. Das kann er aber nur, wenn jede der räumlich voneinander getrennten Instrumentengruppen und die Rhythmusinstrumente eigene Mikrofone erhalten. Dabei haben sich Richtmikrofone mit Nierencharakteristik in den meisten Fällen bewährt.

Wir sehen also, daß für eine normale Big-Band-Besetzung wenigstens sechs Mikrofone notwendig sind, die der Toningenieur (bzw. beim Film: Tonmeister) nach den bereits erwähnten für die Tanzmusik üblichen klangästhetischen Gesichtspunkten aussteuern muß. Der Toningenieur macht also im übertragenen Sinne noch einmal Musik, indem er jede der Gruppen entsprechend der in der Partitur verzeichneten Werte in das Klangbild einordnet.

Nachfolgend noch einige Erläuterungen zu einem in der modernen Tanzmusik üblichen Effekt, den Hall.

Keine Aufnahme moderner Tanzmusik wäre ohne diesen Effekt denkbar. Die Erzeugung des Halls ist auf verschiedene Weise möglich:

1. durch Hallraum,
2. durch Hallplatte und
3. durch Magnetton.

Man bedient sich in der Effektmusik hauptsächlich der Hallplatte, die neben einer relativ guten Frequenzlinearität eine variable Nachhallzeit besitzt, was sich besonders bei Trickaufnahmen äußerst bewährt. Die zu verhallende Modulation wird nun vor dem jeweiligen Quellenregler abgegriffen, der Hall-einrichtung zugeführt und dann schließlich dem direkten Anteil wieder beigemischt. Das Prinzip ist aus Bild 1 ersichtlich.

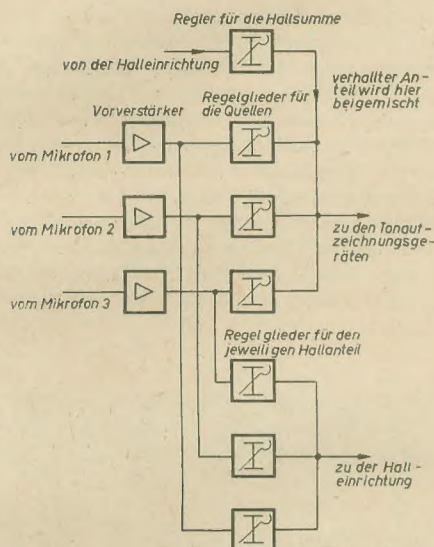


Bild 1: Prinzip der Abnahme der zu verhallenden Modulation und der Beimischung des verhallten Anteils. Die zu verhallende Modulation wird vor den Quellenreglern abgenommen. Ihr Betrag kann für jedes Mikrofon eingestellt werden.

Natürlich ist es grundsätzlich möglich, jede beliebige Modulation zu verhallen, sei es nun z. B. die Gitarre oder auch für bestimmte Zwecke einmal das Schlagzeug.

In die sog. Hallkette können nun natürlich zusätzlich Filtereinrichtungen und Verzögerungsglieder (z. B. durch Ausnutzung der Bandlaufzeit zwischen Sprech- und Hörkopf bei Magnettonlaufwerken) eingeschaltet werden. Diese Verzögerung wird z. B. oft bei Gitarrenaufnahmen bewußt übertrieben, was völlig neue Klangeffekte bringt. Genau so, wie man mit dem Echolette-Gerät neue klangliche Überraschungen „zaubern“ kann. Dieser Effekt äußert sich durch Wiederholung der einmal gegebenen Information bei gleichzeitig verhalltem Abklingen. Richtig eingesetzt, kann man durchaus äußerst wirkungsvolle Klangbilder erzielen.

Obleich der künstliche Hall ein wesentlicher Bestandteil aller Effektmusikproduktionen ist, so bleibt doch viel zu tun, um das Klangbild entsprechend unseren heutigen klanglich-ästhetischen Vorstellungen zu formen.

So wird nun in jedem der einzelnen Kanäle mittels komplizierter elektrischer Filter auf das Klangbild Einfluß genommen. Es ist heute beinahe so, daß nicht ein einziges Instrument sein natürliches Klangbild behält, und das ist auf keinen Fall ein Nachteil.

Klangfarbe und Filtereinsatz

Wenn das Ohr einen Ton oder Klang wahrnimmt, so ist man fast immer in der Lage, seinen Ursprung anzugeben. Man erkennt die Stimme des Nachbarn und unterscheidet die Türklingel von der des Telefons. Man unterscheidet aber auch zwischen den einzelnen Instrumenten innerhalb des Orchesters, auch wenn alle den gleichen Ton spielen. Man kann dieses Experiment selbst im Konzertsaal beim Stimmen der Instrumente beobachten.

Wenn die Oboe das A gegeben hat, fallen die übrigen Instrumente ein, und sie sind trotz des gleichen Tones weitgehend erkennbar. Man erkennt sie an der Klangfarbe.

Jeder Klang setzt sich aus einer ganz bestimmten Anzahl Frequenzen zusammen, d. h., zu dem Grundton treten Oberschwingungen (Harmonische), die nach Zahl, Amplitude und Frequenz bei den einzelnen Instrumenten unterschiedlich sind, ja ganze Frequenzgruppen werden besonders hervorgehoben. Man spricht in diesem Falle von Formanten. Dazu kommt, daß es durchaus nicht gleichgültig ist, ob eine Saite angestrichen oder durch Blasen eine Luftsäule zum Schwingen gebracht wird (Ein- und Ausschwingvorgänge). Dies alles ist dann schließlich der Grund, warum eine Geige rein tonlich von einer Klarinette zu unterscheiden ist. Ganz ähnlich verhält es sich auch bei der menschlichen Sprache bzw. überhaupt bei tierischen Lautäußerungen. Ein Beispiel hierfür sei die wesentlich schlechtere Erkennbarkeit der menschlichen Sprache am Telefon im Verhältnis zum Original. In der folgenden Tabelle sind einmal einige Zischlautformanten in ihrer Frequenzlage angegeben (nach Crandall) [1].

Ton	Mittlere Dauer in s	Formanten in Hz	
		tiefe	hohe
va	0,22	600	3100
fa	0,20	550	3200, 6400
dža	0,17	450	2300, 3400, 5000
tscha	0,08	500, 1500	3200, 4200
šha	0,20	500	3000, 4100
scha	0,17	500	2500, 5000
ša	0,23	500	2500, 5000, 6500
sa	0,23	600	5000, 7500

Auf das jedem Instrument (u. U. auch der Stimme) eigene Klangbild nimmt man nun bei der Effektmusik mittels komplizierter elektrischer Filter Einfluß, die es gestatten, bestimmte Formantengebiete anzuheben oder abzusensen. Oft werden aber auch die dem Grundton nahen Spektren in ihrer Amplitude beeinflusst.

Betrachtet man z. B. das Frequenzspektrum der für das Unterhaltungsorchester wohl unerläßlichen Harfe, so stellt man fest, daß besonders in den tiefen Lagen große Amplituden entstehen, deren Maximum bei einer Frequenz von etwa 210 Hz liegt. Hier wird man also korrigierend eingreifen.

Man tut dies nun nicht mit der Absicht — um bei dem einmal gewählten Beispiel zu bleiben —, um aus einer Geige vielleicht klanglich

eine Klarinette machen zu wollen, sondern, weil im Zusammenspiel der Instrumente einmal das Klangbild durchsichtiger wird und zum anderen dies eher unseren Auffassungen moderner Tanzmusik entspricht. Bei der Vokalmusik bedient man sich der Filter zur Erhöhung der Wortverständlichkeit.

Die Synchronisation, ein Hilfsmittel bei der Aufnahme

Das Wort synchron kommt bekanntlich aus dem Griechischen und bedeutet gleichlaufend, übereinstimmend. In der Tonaufnahmetechnik ist das Wort in seiner reinsten Bedeutung anwendbar, nämlich, wenn ein Solist auf ein bereits vorhandenes Orchesterurband „synchronisiert“ werden soll. Zunächst wird das Orchesterurband in bekannter Weise produziert, nur daß man bei der Anlage der in der Partitur verzeichneten dynamischen Werte der Instrumente (piano, forte usw.) bereits den zu synchronisierenden Solisten mit in Betracht zieht.

Dieses Orchesterurband wird nun in einer vorher genau ermittelten, aber relativ geringen Lautstärke, für den Solisten (evtl. über Kopfhörer) deutlich hörbar, in den Aufnahmesaal, in dem das Solistenmikrofon steht, eingespielt und gleichzeitig auf ein anderes Magnettongerät umgeschnitten, d. h. dort wieder aufgenommen. An der lt. Partitur vorgegebenen Stelle setzt der Solist dann ein und wird vom Toningenieur (bzw. Tonmeister) mit dem Orchester in entsprechender Weise dynamisch abgestimmt.

Diese einfache Methode hat noch viele Nachteile. Sie wird jetzt zunehmend durch den Einsatz von Mehrspurmagnettongeräten verdrängt, die es zulassen, jede der einzelnen Instrumentengruppen getrennt aufzunehmen und erst am Schluß zu einer dynamisch abgestimmten Aufnahme zusammenzumischen. Es ist einzusehen, daß gerade die Synchronisation für die Effektmusik große Vorteile bringt. So kann z. B. der Solist zu einem völlig anderen Zeitpunkt zur Aufnahme erscheinen als das Orchester. Ganz abgesehen davon, daß diese Methode auch akustisch und aufnahmetechnisch günstiger ist, wenn man nur einmal die Lautstärke eines Tuttiblocks mit der bescheidenen einer Sängerin vergleicht. Es wäre schwer, die fremde Modulation vom Mikrofon der Sängerin fernzuhalten. Oft kommt es vor, daß eine schwache Stimme auf der Bühne vergeblich gegen eine große Anzahl aus voller Lunge blasender Musiker ankämpfen muß. Mit Hilfe der Synchronisation ist dieses Problem gelöst; schließlich kann man einen Sänger mit sich selbst Duett singen lassen.

Schlußbetrachtung

Zwischen den beiden Extremen (Monomikrofonie für großes Orchester und Polymikrofonie für Tanzorchester) gibt es nun eine Reihe dazwischenliegender Klangkörper, die in ihrer technischen Behandlung entweder zu der einen oder anderen Seite tendieren. Man wird dann von Fall zu Fall entscheiden müssen.

- Taudt -

Literatur

- [1] Prof. Dr.-Ing. W. Reichardt: Grundlagen der Elektroakustik; Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig KG, Leipzig

Stereoverstärker mit Studioqualität Teil 2 und Schluß

HAGEN JAKUBASCHK und KARL-ERNST KITTE

Die Stromversorgung des Verstärkers zeigt Bild 1 (s. H. 16). Die Anodenspannungen der einzelnen Stufen sind in Kaskade gesiebt. Die angegebenen Kapazitäten stellen Mindestwerte dar, die möglichst noch erhöht werden sollten. Dies ist weniger aus Gründen der Brummfreiheit erforderlich — an den Siebkondensatoren steht bereits nur noch eine Brummspannung von etwa 0,1 V — als vielmehr hinsichtlich der Entkopplung gegen tieffrequente Selbsterregung, wie Blubbern und Pumpen des Verstärkers (besonders in Stellung „+“ des Tiefenreglers). Sollten hier beim Nachbau derartige Schwierigkeiten in Einstellung des Tiefenreglers auftreten und ist eine nachträgliche Vergrößerung der Siebelkos nicht möglich, so kann notfalls unter Verzicht auf die Übertragung der tiefsten Frequenzen der 10-nF-Koppelkondensator vor den Widerständen R_{sa} und R_{sb} etwas verringert werden, was aber in beiden Kanälen gleichsinnig und um den gleichen Betrag geschehen muß. Hierdurch wird die untere Frequenzgrenze des Verstärkers heraufgesetzt, ohne daß dabei Auswirkungen auf andere Eigenschaften des Verstärkers zu befürchten sind.

Der Netztrafo ist eine übliche Ausführung mit den im Schaltbild angegebenen Daten; ein Selbstbau nach den üblichen Wickelvorschriften ist möglich. Im Mustergerät wurde ein Netztrafo eines 25-W-Kölleda-Verstärkers benutzt. Eine Siebdrossel kann anstelle des 600- Ω -Siebwiderstandes verwendet werden, ist aber nicht unbedingt erforderlich. Sie wurde beim Mustergerät aus Gründen der Gewichtsersparnis vermieden. Der Siebkondensator sollte jedoch nicht kleiner als 200 μ F (zweimal 100 μ F/350 V parallel) gewählt werden. Der Netzteil weist eine Besonderheit in Form einer Anodenspannungsbegrenzung mit drei in Reihe geschalteten Varistoren (VDR-Widerständen) des Typs „Herwid-S 0,19/200-44“ auf. Neben einer gewissen Stabilisierung der Anodenspannung haben diese Widerstände vor allem den Zweck, ein Hochlaufen der Anodenspannung im Einschaltmoment zu vermeiden (das jedoch normalerweise nicht

vorkommt, da die EZ 81 eine längere Anheizzeit hat als die übrigen Röhren) bzw. während des Betriebs ein Hochlaufen zu vermeiden, das zu Röhren- und Elkoschäden führen könnte. Beim Mustergerät stieg z. B. die Anodenspannung beim Ziehen beider Endröhren (wobei der Gesamtanodenstrom des Verstärkers von 90 auf etwa 20 mA zurückging) von 250 V auf nur 280 V. Daher konnten im gesamten Gerät für die Anodenspannungssiebung übliche 350-V-Elkos verwendet werden. Die Heizung ist wie üblich mit Entbrummerpotentiometer symmetriert.

Für die Einschaltkontrolle fand eine 24-V-Stecklampe Verwendung, die an einen Abgriff des Netztrafos (Klemmen 220 V und 240 V primär) angeschlossen wurde. Dies geschah

einschub). Bild 3 zeigt den Chassisaufbau des Verstärkers. Es ist erkennbar, daß beide Verstärkerkanäle symmetrisch aufgebaut sind, wie die Anordnung der Röhren zeigt. Neben den Endröhren sind die Ausgangsübertrager sichtbar. Links befindet sich der Netztrafo, davor die Siebelkos der Anodenstromversorgung.

Unmittelbar hinter dem Trafo sitzen die drei VDR-Widerstände, die wegen ihrer nicht unerheblichen Wärmeentwicklung nebeneinander hochkant auf eine Lötbleiste montiert wurden. Auf der linken Messeranschlusbleiste befinden sich Netzzuleitung und die beiden Lautsprecherleitungen (auf polrichtigen Anschluß für gleichphasigen Betrieb bereits bei der Verdrahtung achten), an der rechten Messerbleiste liegen die Eingänge „Mikrofon“, „Magnetton/Plattenspieler“ und der Steueranschluss. Die zwischen den Eingängen und dem Steueranschluss befindlichen freien Stifte liegen zwecks zusätzlicher Abschirmwirkung auf Masse-Steueranschluss. $R_{01}...$ und $R_{02}...$ sind mit Abschirmkappen abgedeckt, was jedoch nur bei R_{01} und R_{02} erforderlich wäre. Dagegen empfiehlt es sich, die Eingangsmesserbleiste rückwärtig mit einer Blechwand ab-

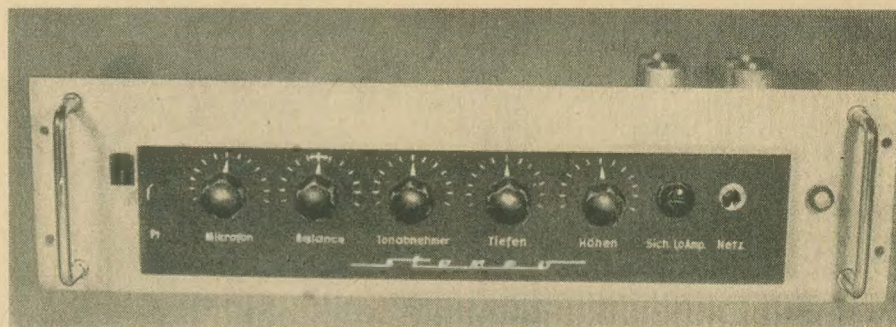


Bild 4: Ansicht der Frontplatte des Stereoverstärkers mit den Bedienungorganen

lediglich aus Gründen der bestückungsmäßigen Übereinstimmung mit anderen vorhandenen Studiogeräten, ebenso gut kann hierfür eine 6-V-Lampe oder eine Glimmlampe benutzt werden. Auf eine besondere Absicherung der Anodenspannung wurde verzichtet.

Mechanischer Aufbau

Aufbaumäßig wurde die Form des Gestelleinschlusses gewählt (ähnlich Normverstärker-

zudecken, um Verkopplung von R_{01} aus zu vermeiden, die unmittelbar dahinter steht.

Bild 4 zeigt die Ansicht der Frontplatte mit den Bedienungorganen. Links außerhalb des Bedienungsfeldes ist die Einblicköffnung für die Magische Waage (Aussteuerungskontrolle) sichtbar, gleich daneben im Bedienungsfeld sitzt der Pegelton-Druckschalter PT. Es folgt der Eingangsregler P_{1a} , Balanceregler P_2 , Eingangsregler P_{1b} , Tiefenregler und Höhen-

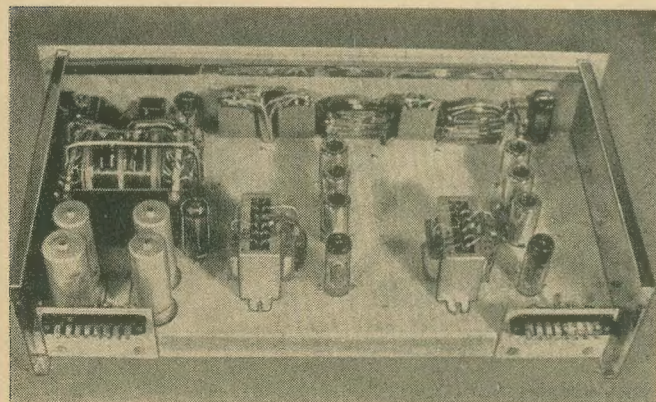


Bild 3: Chassisaufbau des Stereoverstärkers

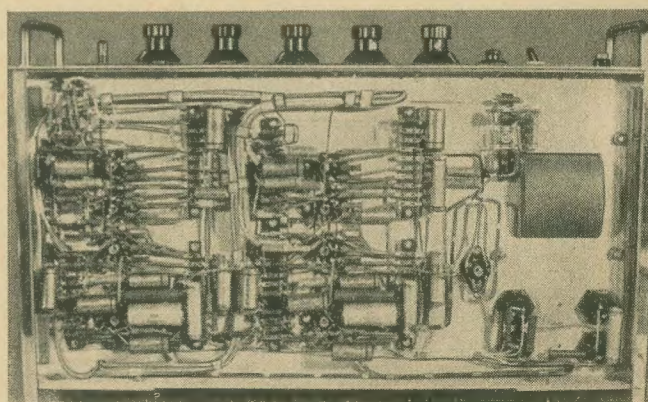


Bild 5: Verdrahtung des Stereoverstärkers

Der Aufbau erfolgte durchweg auf entsprechend abgewinkeltem 3-mm-Hartaluminium. Ein Rahmenprofil nimmt die Chassisplatte und die Frontplatte auf. Für Chassisgrund-



Die Inbetriebnahme geschieht, wie bei NF-Verstärkern üblich, indem zunächst nach einer Kontrolle der gesamten Schaltung die an Heizung und Anoden anliegenden Spannungen gemessen werden. Als nächstes erfolgt die Einstellung der Endröhren auf die vorgeschriebenen Anodenströme; hiernach kann durch probeweises Ziehen der Endröhren bei gleichzeitiger Kontrolle der Anodenspannung die Wirksamkeit der Varistoren kontrolliert werden. Zweckmäßig erfolgt nun eine erste Funktionskontrolle beider Verstärkerkanäle. Anschließend werden die Endstufen-Gegenkopplungen P_{sa} und P_{sb} , wie beschrieben, einreguliert. Um beide Verstärkerkanäle insgesamt auf gleichen Pegel zu bringen, schaltet man beide Kanäle eines Eingangs parallel und führt ihnen bei vollaufgedrehtem Eingangsregler eine entsprechend bemessene NF-Spannung (1 mV bzw. 40 mV) zu. Diese Spannung soll eine Frequenz von etwa 800 ... 1000 Hz (Tongenerator) haben. Provisorisch kann auch bei Inkaufnahme geringer Unsicherheiten die Netzfrequenz benutzt werden, die mit Multizett gemessen und mit Widerständen geeignet

Das Mustergerät wurde zunächst mit zwei „Stradivari“-Stereolautsprecherboxen betrieben. Besser bewähren sich jedoch — falls die Raumverhältnisse das innenarchitektonisch ermöglichen — zwei normale, wenigstens 1 m² große Schallwände, die mit je einem 6-Ω-Breitbandlautsprecherchassis bestückt werden. Wird hierbei auf ein hochwertiges Fabrikat zurückgegriffen, kann auf die Verwendung von Lautsprecherkombinationen, die Frequenzweichen und damit wieder schwer überblickbare Phasendrehungen bedingen, ohne Qualitätsseinbuße verzichtet werden.

Kleine Tips für Tonbandamateure

Festhalteklammern für Bandenden

Welcher Besitzer eines Tonbandgerätes hat sich nicht schon über die lose herumhängenden Tonbandenden geärgert? Legt man das Band ab, sind gleich ein paar Windungen runter. Als Abhilfe wurde schon verschiedentlich vorgeschlagen, das Bandende durch einen Streifen Leukoplast o. ä. festzuhalten. Diese Methode ist aber nicht sehr günstig. Wird der Streifen bei jeder Benutzung entfernt und nachher wieder aufgeklebt, so hält er nur einige Male. Läßt man den Streifen oben, hält er zwar länger, das Band kann dann aber an der Tonrolle kleben bleiben und sich an ihr aufwickeln. Wird die Maschine nicht schnell ausgeschaltet, so sind etliche Meter Band verloren.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, das Bandende von der Spule her festzuhalten, zum Beispiel durch eine Klammer. Die Firma Radio Zierold hatte bereits einmal eine solche Tonbandklammer entwickelt und propagiert [radio und fernsehen 20 (1958)], doch ist sie nicht im Handel erschienen.

Im folgenden soll nun beschrieben werden, wie man auf einfache Art eine solche Klammer anfertigen kann (Bild 1).

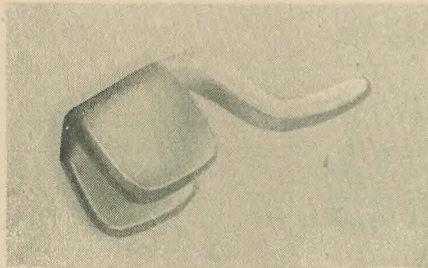


Bild 1: Ansicht der Festhalteklammer

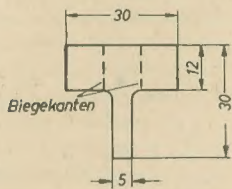


Bild 2: Maße der Festhalteklammer

Zunächst werden von einer 2 mm starken Thermodur- bzw. Vinidurplatte 30 x 30 mm große Stücke abgeschnitten und nach Bild 2 zugeschnitten. Nun wird die breite Fläche über einer Flamme o. ä. erwärmt, bis das Material sich bequem biegen läßt. Mit einer etwa 8 mm breiten Flachzange wird der Teil dann genau in der Mitte gefaßt und das an beiden Seiten herausragende Material senkrecht hoch gebogen, wobei die Schenkel etwas nach innen stehen müssen, damit die Klammer fest auf der Spule sitzt. Anschließend wird die Zunge erwärmt und, wie im Bild 1 ersichtlich, gebogen. Es ist zweckmäßig, wenn

die Klammern für jedes Band extra angepaßt werden, da ja nicht alle Spulen gleich voll sind. Nach Aufrauen mit einer feinen Schlichteile kann die Vorderfläche der Tonbandklammer recht dauerhaft mit Tusche beschriftet werden. Dadurch ist gewährleistet, daß die Klammer immer auf das richtige Tonband kommt.

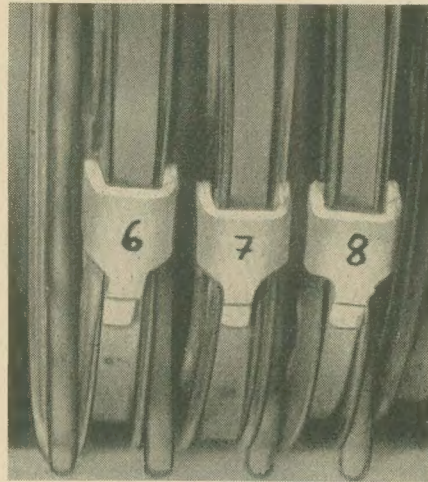


Bild 3: Festhalteklammern mit Numerierung

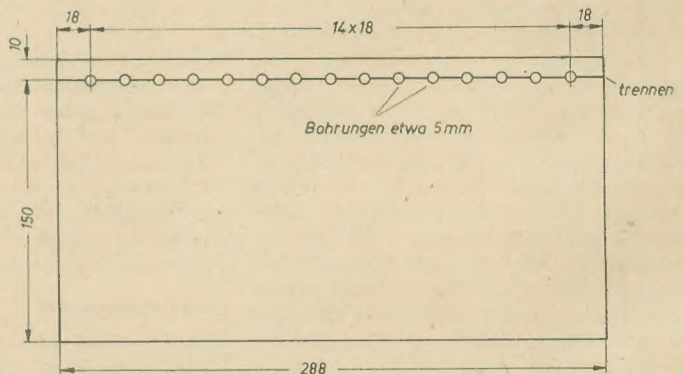


Bild 5: Trennwand des Tonbandständers

Ist die Klammer nicht richtig gelungen, kann sie, noch einmal erwärmt, wieder zurückgebogen werden. Das gleiche gilt, wenn die Klammer nach längerer Benutzung nicht mehr genügend fest auf der Spule sitzt.

Durch diese Tonbandklammer dürfte das Problem der losen Bandenden befriedigend gelöst sein. Gleichzeitig ist durch die Numerierung der Klammern eine bessere Übersichtlichkeit gewährleistet (Bild 3).

Aufbewahrung von Tonbändern

Bild 4 zeigt einen mit einfachen Mitteln zu bauenden Tonbandständer. Er gestattet die Aufbewahrung von 2 x 16 Tonbändern auf 350-m-Spulen und besitzt die Abmessungen von 340 x 295 x 150 mm. Die Bänder stehen in zwei Lagen hintereinander. Natürlich kann der Tonbandständer auch für weniger Bänder

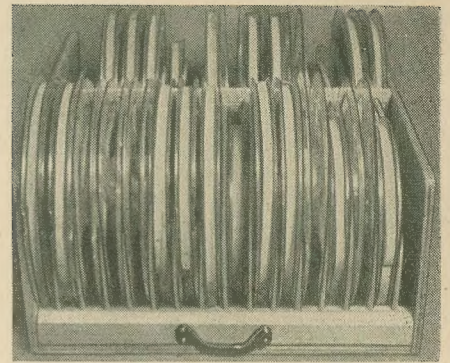


Bild 4: Ansicht des Tonbandständers

eingerrichtet werden, ebenso für andere Spulengrößen.

Zunächst werden an der oberen Kante der Trennwand fünfzehn etwa 5 mm starke Löcher gebohrt (Bild 5). Dann wird die Wand genau in der Mitte der Bohrungen lang durchgeschnitten. Das verwendete Sägeblatt muß sehr dünn sein. Der so gewonnene schmale Streifen wird dann später mit drei Schrauben wieder an die Trennwand geschraubt und hält so die Messingbügel fest. Nun werden die Trennwand und die zwei Seitenwände auf die Bodenplatte geleimt und verschraubt.

Die Begrenzungsleisten erhalten ebenfalls je 15 Bohrungen etwa 4 mm stark, die richtungsmäßig genau zu den Löchern der Trennwand passen müssen. Sie werden dann ebenfalls auf die Bodenplatte geleimt, und zwar so, daß die Spulen nicht zwischen der Trennwand und den Begrenzungsleisten hin und her rollen können.

Die Messingdrähte werden mit Isolierschlauch überzogen und nach Bild 7 gebogen. Wichtig ist, daß der Schlauch etwa 5 mm über den Draht hinausragt.

Jetzt können die Bügel eingesetzt werden. Der über den Draht hinausragende Schlauch wird mit einem Schraubenzieher oder ähnlichem in die Bohrung gedrückt und anschließend der Draht selbst. Der Bügel muß dann oben auf den Halblöchern der Trennwand aufliegen. Nachdem alle 15 Drähte eingesetzt sind, wird der abgetrennte Holzstreifen mit den Halblöchern auf die Trennwand geschraubt.

Es ist zu beachten, daß die Größe der Bohrungen unbedingt auf den verwendeten Draht und I-Schlauch abgestimmt werden muß, damit der Bügel stramm sitzt. Die vordere Fläche der Begrenzungsleisten dient zum Aufschrei-

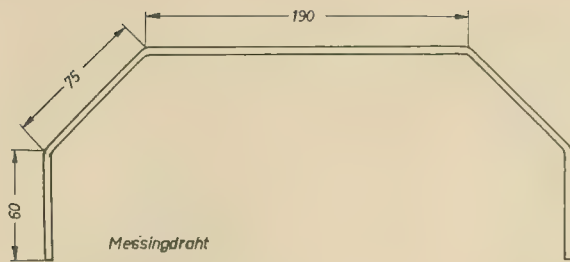


Bild 6: Bügel des Tonbandständers

ben der Bandnummern. Wird der Tonband-
ständer so aufbewahrt, daß seine hintere Be-
grenzungsleiste nicht sichtbar ist, so wird die
Beschriftung der Bänder 17 ... 32 auf der
Trennwand vorgenommen.

Bessere Wiedergabequalität durch Ver- wendung der neuen Agfa CR-Bänder

Seit einiger Zeit ist das neue Agfa-Magnetton-
band Typ CR erhältlich. Es ist an sich für
Bandgeräte mit 38,1 cm/s Bandgeschwindig-
keit gedacht, wird aber auch mit gutem Erfolg
bei langsameren Maschinen verwendet (BG 23).
Es besitzt neben der größeren Empfindlichkeit
vor allem eine bessere Höhenwiedergabe als die
bekannten CH-Bänder. Ferner hat es eine ge-
glättete Schichtseite, wodurch sich die Ab-
nutzung der Köpfe verringert. Zur besseren
Unterscheidung von anderen Bandsorten ist
die Nichtschichtseite rot gefärbt. Es wird in
Längen von 1000 m und 240 m in den Handel
gebracht.

Mit einem Tonbandgerät BG 20/5 wurden mit
dem CR-Band bei 19,05 cm/s Aufnahmen er-
zielt, die der Original-UKW-Wiedergabe
nahekamen. Vor allem ist der Fremdspan-
nungsabstand, auf Grund der höheren Emp-
findlichkeit des neuen Bandes, wesentlich
besser geworden. Das wirkt sich besonders bei
9,5 cm/s sehr vorteilhaft aus. Aufnahmen mit
CH-Band konnten selten richtig befriedigen.
Dagegen wurde mit dem CR-Band bei Opern-,
Operetten- und Orchestermusik eine ganz aus-
gezeichnete Klangqualität erreicht. Bei Auf-
nahmen von Tanzmusik klingt die Höhen-
wiedergabe etwas unecht, weshalb hierfür
lieber die schnellere Bandgeschwindigkeit ge-
wählt werden sollte.

Mit einer Kopie des Agfa-Meßbandes wurde
auf dem obengenannten BG 20/5 unter Ver-
wendung von CR-Band eine Frequenzgang-
kontrolle durchgeführt. Bei 9,5 cm/s ergab
sich ein Frequenzgang von 60 ... 12000 Hz.
Die Frequenzen 30 Hz, 40 Hz und 14000 Hz
waren kaum noch hörbar.

Bei 19,05 cm/s konnte ein besserer Frequenz-
gang ermittelt werden. Zu bemerken wäre
noch, daß die Kopf-Vormagnetisierung nicht
verändert wurde.

Auch bei den älteren Magnettongeräten ergibt
sich eine Klangverbesserung, wenn dort das
neue CR-Band verwendet wird. Allerdings
kann auch dann noch keine UKW-Klang-
qualität erwartet werden.

Schlechte Wiedergabequalität von äl- teren Tonbändern durch einen verstellten Kombikopf

Bei einem BG 20/5 trat folgende Erscheinung
auf. Die Wiedergabequalität der Tonbänder,
die gleich nach Anschaffung des Gerätes und

in den nachfolgenden Monaten bespielt wurden,
war nach etwa einem Jahr sehr schlecht
(AM-Qualität). Es fehlte jegliche Brillanz, die
Wiedergabelautstärke war gesunken und der
Störspannungspegel stark angestiegen. Da-
gegen konnte die Wiedergabequalität der Neu-
aufnahmen als einwandfrei bezeichnet werden.

Der naheliegende Gedanke war demzufolge,
daß die Tonbänder oder die Aufnahmen auf
den Tonbändern im Laufe der Lagerung irgend-
wie ihre Qualität eingebüßt hatten. Inter-
essant war dabei die Feststellung, daß die

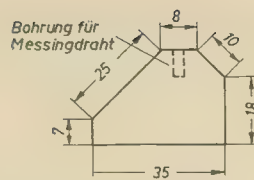


Bild 7: Begrenzungsleiste
des Tonbandständers

ältesten Aufnahmen am schlechtesten waren.
Je kürzer die Aufnahmedaten zurücklagen,
desto geringer war die Klangminderung.
Schließlich konnte der Kombikopf als Ursache
ermittelt werden. Bekanntlich ist bei den
BG-20-Typen eine Kopfjustierung durch zwei
Stellschrauben möglich. Diese hatte der Her-
steller nicht gegen unbeabsichtigtes Verstellen
gesichert. Sie konnten sich deshalb, hervor-
gerufen durch die leichten Erschütterungen,
die bei jedem Tonbandgerät vorhanden sind,
im Verlauf von Monaten langsam heraus-
drehen und veränderten dadurch die Kopf-
justierung. Bei einem anderen BG 20/5 war
überhaupt keine Höhenwiedergabe vorhanden.
Der Fehler lag ebenfalls an der falschen Lage
des Kombikopfes, hervorgerufen durch das
Lösen der Stellschrauben. Aus diesem Grund
ist es ratsam, nach erfolgter Neueinstellung
des Kopfes auf die zwei Stellschrauben einige
Tropfen Sicherungslack zu geben.
Wenn also einmal die Klangqualität nachläßt,
muß nicht gleich ein abgeschliffener Kombi-
kopf die Ursache sein; es kann auch an einer
falschen Lage des Kopfes liegen.

R. Kubitzka

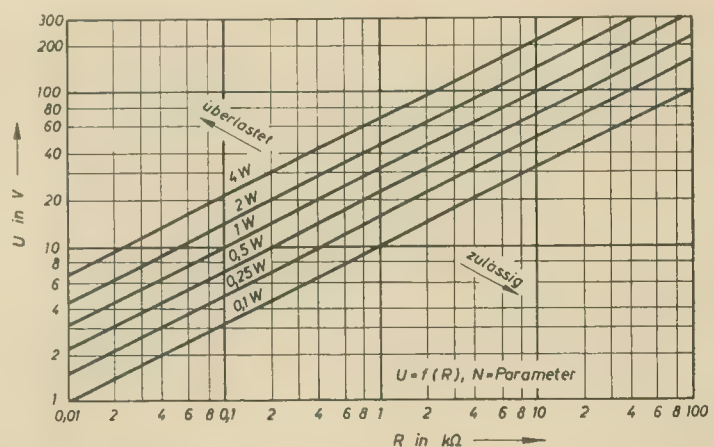
Nomogramm

zur Ermittlung der Belastung von Widerständen

Wird ein Widerstand in eine Schaltung ein-
gebaut, tritt meistens die Frage nach der er-
forderlichen Belastbarkeit auf. Meist ist die
am Widerstand anliegende Spannung U be-
kannt; anderenfalls kann sie nach $U = I \cdot R$

chend, jedoch ist das Nomogramm auch für
andere Werte zu erweitern.

Bei der Anwendung des Nomogramms ist
darauf zu achten, daß der Schnittpunkt des
betreffenden U - und R -Wertes unterhalb des



Belastungskurven für Widerstände

berechnet werden. Der weitere Rechnungsgang
nach $N = \frac{U^2}{R}$ kann durch das angeführte
Nomogramm erspart werden.

Die Ordinate ist die U -Achse (1 ... 300 V); die
Abszisse ist die R -Achse (10 Ω ... 100 k Ω).
Diese Bereiche sind normalerweise ausrei-

entsprechenden Parameters (im „zulässig“-
Bereich) liegt. Der „zulässig“-Bereich für
alle Widerstände mit z. B. 0,5 W beginnt also
unterhalb der 0,5-W-Linie, während der
„überlastet“-Bereich für diese Leitung ober-
halb der 0,5-W-Linie beginnt.

Jürgen Wegner

Trickaufnahmen mit dem Heimtongerät BG 23

Das Heimtongerät BG 23 vom VEB Meßgerätekwerk Zwönitz ist ein Gerät der untersten Preisklasse, und man verzichtete daher bewußt auf zusätzlichen Bedienungskomfort. Dem interessierten Amateur ist es jedoch ohne nennenswerte Eingriffe in das Gerät möglich, den Anwendungsbereich beachtlich zu erweitern. Die Trickaufnahmen, die studioähnlichen Aufnahmen eigener Ton- und Wortschöpfungen geben dem Amateur erst die Freude an der eigenen Arbeit. Hierdurch wird das Tonbandgerät in seinem Wert gesteigert, wie es durch das einfache Mitschneiden von Rundfunkdarbietungen allein nicht der Fall sein kann. Im folgenden werden zwei sinnvolle Trickmöglichkeiten beschrieben, die dem Liebhaber Anregung und Dimensionierungshinweis sein sollen.

Um z. B. eine Musikaufnahme nachträglich mit einem Worttext zu versehen, wie es für die Vorführung von Diapositiven oder Schmalfilmen wünschenswert ist, werden mit Hilfe von zwei Schichtdrehwiderständen Vormagnetisierung und Löschung während der Trick- oder Zweitaufnahme regelbar gemacht. Bild 1 zeigt die Schaltung dieser Anordnung.

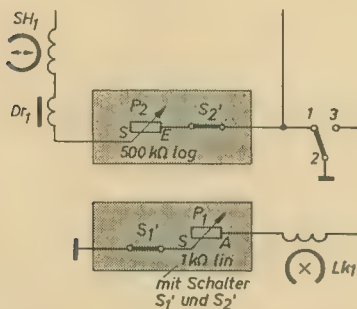


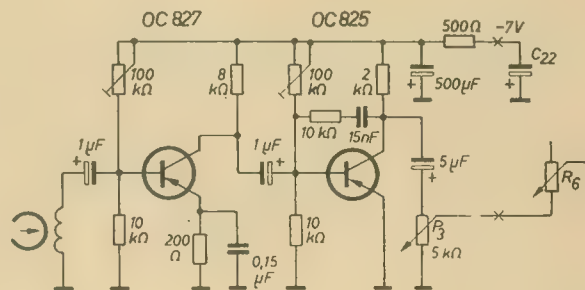
Bild 1: Zusatzschaltung zur Trickeinblendung

Die Werte für die Potentiometer P_1 und P_2 und die Anschlüsse sind genau im angegebenen Sinne einzuhalten. Beide Regler werden mit ihren Achsen zueinander zwischen Tastenschalter und Mikrofon/Rundfunkschalter angebracht und mit einem gemeinsamen Rändelrad versehen, das durch einen anzubringenden Schlitz in der Abdeckhaube zu bedienen ist. Die Verdrahtung wird an den Fassungsfedern des Löschkopfes bzw. des Lötstützpunktes für Dr_1 aufgetrennt und über die Regler und Schalter geführt.

Bei einer Zweitaufnahme wird der Knebel-
schalter an der linken Geräteseite wie üblich
auf Aufnahme geschaltet. Das Rändelrad wird
in die Endstellung gedreht, so daß beide
Widerstände ihren Größtwert haben und
der Schalter S_1' ; S_2' des Potentiometers P,
geöffnet ist. Nun kann die Vorlauftaste be-
tätigt werden. Das Gerät läuft in Stellung Auf-
nahme, jedoch sind Sprech- und Löschkopf
wirkunglos. Wird jetzt das Rändelrad ein-
gedreht, so wird die Vormagnetisierung lang-
sam eingeblendet, die nach etwa 90 Grad
Drehwinkel ihren vollen Wert erreicht. Nun
kann das Band besprochen werden, wobei die
erste und die zweite Aufzeichnung etwa mit

dem gleichen Pegel wiedergegeben werden. Wird der Trickregler weiter betätigt, so setzt der Löschstrom ein und die Erstaufnahme wird ausgeblendet, bis bei vollem Drehwinkel Lösch- und Sprechkopf voll in Funktion sind und die Zweitaufnahme wie eine normale Aufnahme mit gänzlicher vorheriger Löschung der Erstaufnahme vor sich geht. Wird der Regler entgegengesetzt betätigt, so wird umgekehrt die Erstaufnahme wieder eingeblendet. Das so beschriebene Band ist von einer Umspielmisch-

Bild 2: Hörkopf mit Transistorverstärker



aufnahme unter Verwendung von zwei Geräten und Mischpult kaum zu unterscheiden. Nach einigen Versuchen findet der Amateur schnell den „richtigen Dreh“ für die Bedienung des Reglers heraus.

Eine weitere Vervollkommnung ist der Einbau eines zusätzlichen Hörkopfes mit nachgeschaltetem Transistorverstärker. Dieser Zusatzhörer wird zweckmäßigerweise zwischen Sprechhörer und Tonachse angebracht. Dabei ist darauf zu achten, daß der Umschlin-

gungswinkel nicht zu groß wird, damit das Band noch zuerst die Tonachse anlauft und danach die Andruckrolle berührt, so daß die Gleichlaufeigenschaften des Gerätes nicht verschlechtert werden. Selbstverständlich müssen die Spalte der beiden Köpfe übereinstimmen. Der Zusatzhörkopf ist also mittels eines auf dem Gerät aufgenommenen Bandes zu taumeln. Die Stromversorgung des Transistorverstärkers wird von der Gittervorspannung des Aufnahme/Wiedergabeverstärkers entnommen. Die Schaltung zeigt Bild 2. Mit dem Potentiometer P_2 wird bei der Aufnahme die in der niederohmigen Wicklung des Zusatzhörkopfes induzierte Wiedergabespannung — durch die Transistorschaltung verstärkt und entzerrt — dem Aufsprecherverstärker des Ge-

rates erneut zugeführt, so daß durch die Laufzeitdifferenz zwischen Sprechkopf und Zusatzhörkopf ein künstlicher Nachhall ausgesprochen wird. Der Ausgang des Transistorverstärkers kann gleichzeitig an eine anzubringende Buchse im Anschlußfeld angeschlossen werden, so daß mittels eines Kleinhörers die Möglichkeit besteht, das Band während der Aufnahme abzuhören. Dadurch wird dem interessierten Tonbandamateure ein weiterer erfreuter Effekt eröffnet.

Heinz Lehmann

Zwei transistorisierte Labornetzgeräte

Dipl.-Ing. W. RICHTER

Mitteilung aus der Abt. Strahlungsmeßtechnik, TU Dresden

Für die Laborarbeit werden hauptsächlich zwei Arten von Netzgeräten benötigt. Dies sind Geräte, die eine konstante genormte Ausgangsspannung besitzen, und Geräte, deren Ausgangsspannung stufenlos regelbar ist. Das Netzgerät G 4 — dessen Ansicht Bild 1 zeigt — ist eine Weiterentwicklung des Netzgerätes G 3, das bereits beschrieben wurde [1]. Es unterscheidet sich von diesem durch die Stabilisierung der Betriebsspannung des Regelverstärkers mittels eines Heißeiters. Außerdem wurde das Netzgerät in Einschubbauweise und nicht als Kastengerät ausgeführt. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Netzgerätes G 4.

Das Netzgerät G 5 (Bild 3) liefert eine zwischen 0 und 20 V kontinuierliche einstellbare Span-

nung sowie die zwei Normspannungen 12 V und 24 V. Die Schwierigkeiten bei Netzgeräten mit veränderlicher Ausgangsspannung liegen vor allem darin, daß die zulässigen Spannungs- und Leistungsgrenzwerte des Regeltransistors nicht überschritten werden

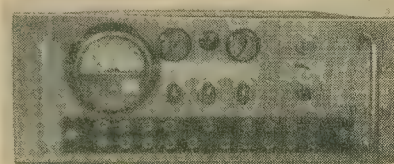


Bild 1: Ansicht des Netzgerätes G 4

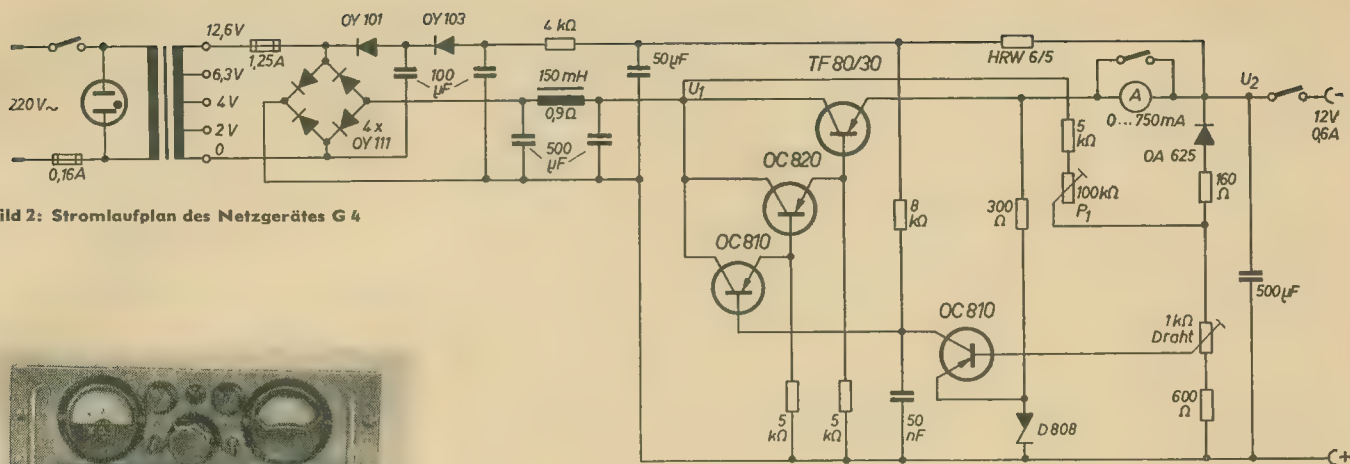


Bild 2: Stromlaufplan des Netzgerätes G 4



Bild 3: Ansicht des Netzgerätes G 5

dürfen. Die Regelung der Gleichrichterspannung durch den Spartransformator Tr_2 und die Regelung der Ausgangsspannung durch das Potentiometer P_1 sind daher mechanisch gekuppelt. Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Netzgerätes G 5.

Durch die 6-V-Zusatzwicklung, die in Reihe mit dem Spartransformator liegt, wird bei jeder Ausgangsspannung eine genügend große Kollektor-Emitter-Spannung des Regeltransistors erreicht. Im Bild 5 ist der Spannungs-

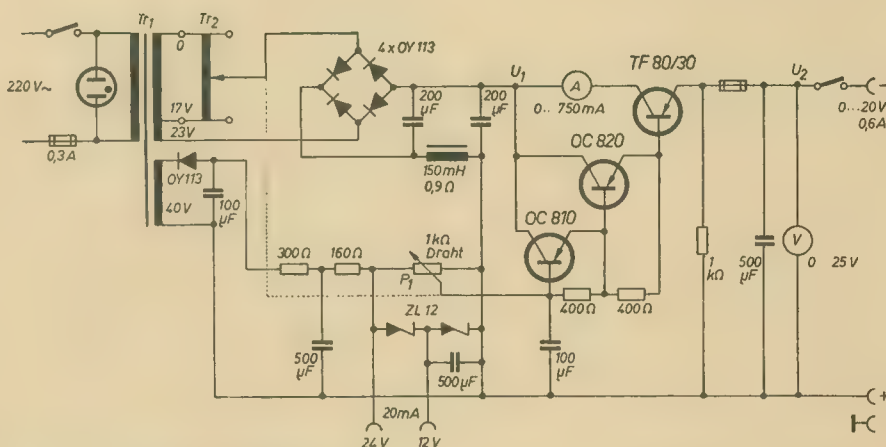


Bild 4: Stromlaufplan des Netzgerätes G 5

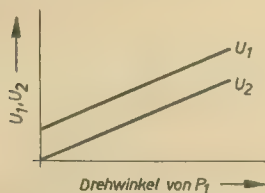


Bild 5: Spannungsverlauf bei Leerlauf mit Zusatzwicklung

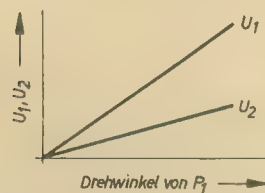


Bild 6: Spannungsverlauf bei Leerlauf ohne Zusatzwicklung

verlauf bei Leerlauf mit Zusatzwicklung dargestellt. Die Größe der Zusatzspannung hängt vom Spannungsabfall an der Zusatzwicklung ab und wurde experimentell bestimmt, so daß bei Vollast über dem Regeltransistor eine Spannung von mindestens 0,5 V lag. Man kann auch ohne Zusatzwicklung arbeiten. Dann ist aber die Ausgangsspannung nach unten begrenzt, da die Spannung über dem Regeltransistor bei Verringerung der Ausgangsspannung ebenfalls sinkt. Im Bild 6 ist der Spannungsverlauf bei Leerlauf ohne Zusatzwicklung dargestellt. Die absoluten Ausgangsspannungsschwankungen sind weitgehend unabhängig von der Aus-

gangsspannung, so daß die relative Konstanz $\Delta U_s/U_s$ mit wachsender Spannung steigt. Da das Gerät nach dem Emitterfolgerprinzip ohne Regelverstärker arbeitet, ist die Konstanz wesentlich schlechter als beim Typ G 4.

Literatur

- [1] W. Richter: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren; radio und fernsehen 15, 16, 17 (1961)

Technische Daten des Netzgerätes G 4

Netzspannungsabhängigkeit	ΔU_s : — 2 mV bei + 10% Netzspannungsänderung
Lastabhängigkeit	ΔU_s : — 2 mV zwischen Leerlauf und Vollast
Innenwiderstand	R_i : $\leq 3 \text{ m}\Omega$
Brummspannung	U_{Br} : $\leq 3 \text{ mV}_{ss}$
Temperaturabhängigkeit	ΔU_s : — 20 mV bei Erhöhung der Temperatur von 25 °C auf 55 °C
Drift	ΔU_s : 15 mV in 8 Stunden ohne Gehäuse

Technische Daten des Netzgerätes G 5

Netzspannungsabhängigkeit	ΔU_s : + 150 mV bei + 10% Netzspannungsänderung
Lastabhängigkeit	ΔU_s : 600 mV zwischen Leerlauf und Vollast
Innenwiderstand	R_i : 1 Ω
Brummspannung	U_{Br} : $\leq 10 \text{ mV}_{ss}$
Temperaturabhängigkeit	ΔU_s : — 300 mV bei Erhöhung der Umgebungstemperatur von 25 °C auf 55 °C

Ing. H. STEIN

Dieser Beitrag bezieht sich in der Hauptsache auf die bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren, d. h. auf ihre Eigenschaft, steuerbare Ströme wechselnder Polarität unter bestimmten Bedingungen führen zu können; eine Eigenschaft, die bei Elektronenröhren nicht vorhanden ist.

Auf grundsätzliche Schalteigenschaften von Transistoren soll nicht besonders eingegangen werden, da sie bereits in einer Reihe von Veröffentlichungen — u. a. in [1; 2; 3; 4; 5] — beschrieben wurden.

Bezeichnungssystematik

Das benutzte Bezeichnungssystem für Ströme und Spannungen entspricht den in der Transistortechnik üblichen Darstellungen.

Man definierte Transistorströme als positiv (technische Stromrichtung), die vom Elektrodenanschluß zum Kristall und solche als negativ, die in umgekehrter Richtung fließen. Bild 1 zeigt die Darstellung der Stromrichtungen.

Dabei sind

$$I_B + I_C + I_E = 0 \quad (1)$$

Im folgenden soll nur die Emitterschaltung (Bild 2) behandelt werden, weil sie sowohl eine Spannungs- als auch eine Stromverstärkung größer als 1 besitzt und demzufolge im Schaltbetrieb am häufigsten angewendet wird.

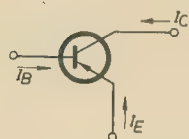


Bild 1: Darstellung der Stromrichtungen

Dabei ist der Emittor für Ein- und Ausgang die gemeinsame Elektrode. In einer solchen Emitterschaltung sind bei normalem Betrieb sowohl die Basis als auch der Kollektor negativ gegen den als Bezugselektrode geltenden Emittor.

— $U_{BE} = 200$ mV bedeutet z. B., daß die Basis um 200 mV negativ gegen den Emittor ist.

+ I_E fließt in den Transistor, — I_B und — I_C verlassen diesen. Dadurch ergibt sich als eine mögliche Darstellung des Ausgangskennlinienfeldes für normalen Betrieb

$$-I_C = f(-U_{CE})_{-I_B = \text{konst}}$$

mit positiven Maßzahlen an den Koordinaten und Kurvenscharen.

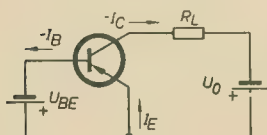


Bild 2: Normale Emitterschaltung

Dieses System, das den Kennbuchstaben und nicht den Maßzahlen die Richtungsvorzeichen zuordnet, hat für die Praxis den Vorteil, daß man z. B. nicht —4 mA zu schreiben braucht, wenn man den Kollektorstrom meint.

Das ist zwar mathematisch exakt, jedoch führt es in diesem Beitrag zu irreführenden

Doppelvorzeichen bei der Darstellung von positiven Kollektorströmen.

Deswegen soll bei den folgenden Kennlinienfeldern prinzipiell nach anderen Gesichtspunkten verfahren werden: Rechts und aufwärts ist die positive Zählrichtung, die Richtungsvorzeichen werden der Maßzahl zugeordnet.

Die Quadranten werden — von rechts oben mit I beginnend — im entgegengesetzten Uhrzeigersinn gezählt. Weiterhin sollen zwei Betriebsarten definiert werden:

1. die Betriebsart A mit den Bedingungen

$$I_C \leq 0, U_{CE}, U_{BE} \text{ und } I_B \text{ beliebig}$$

2. die Betriebsart B mit den Bedingungen

$$I_C \geq 0, U_{CE}, U_{BE} \text{ und } I_B \text{ beliebig}$$

Im zweiten Teil des Beitrages wird noch darauf eingegangen, daß diese Unterscheidung von zwei Betriebsarten an sich unnötig ist, denn die Betriebsart B ist an sich eine inverse Kollektorschaltung. (Sie soll jedoch an dieser Stelle dem weniger unterrichteten Leser das Weiterlesen erleichtern.)

Das Kriterium beider Betriebsarten ist die Umkehr der Richtung des Kollektorstromes. Wenn eine Unterscheidung nötig ist, wird bei Spannungs- und Stromangaben die Betriebsart in Klammern hinzugefügt.

Erweiterte Kennlinienfelder des pnp-Flächentransistors OC 811

Die Kennlinien der Herstellerfirmen bestehen im allgemeinen bei der Emitterschaltung nur aus der Darstellung von je einem Quadranten für die Abhängigkeit der Transistorströme und -spannungen. Dabei wird der in diesem Beitrag mit Betriebsart A bezeichnete Fall beschrieben.

Diese Kennlinienfelder sollen dahingehend erweitert werden, daß auch die Betriebsart B in ihnen enthalten ist [6]. Sie sind selbstverständlich als Meßwerte eines willkürlich ausgewählten Exemplars und nicht etwa als verbindliche Veröffentlichung der Herstellerfirma aufzufassen.

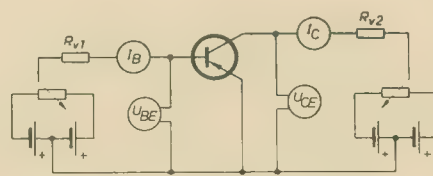


Bild 3: Meßschaltung zur Aufnahme der erweiterten Kennlinienfelder

Aus Gründen der Übersichtlichkeit und des Umfangs dieser Betrachtungen wird im allgemeinen auf die Darstellungen sehr kleiner Ströme und Spannungen verzichtet. Diese sind in [7] behandelt worden und verschwinden größtenteils infolge des gewählten Maßstabes. Die Meßschaltung zur Aufnahme der Kennlinienfelder zeigt Bild 3. Die Kollektorspannung kann umgepolt werden, die Basisspannung ist kontinuierlich in jeder Polarität regelbar.

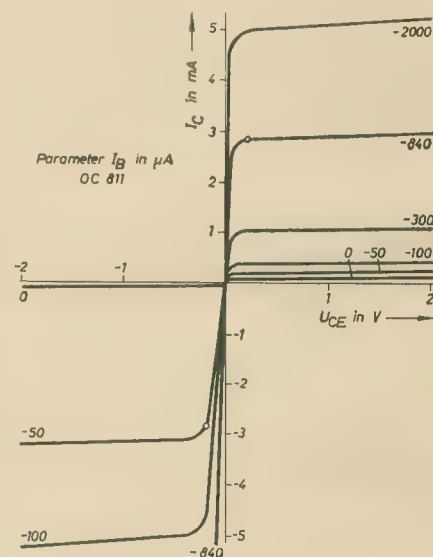


Bild 4: Ausgangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $I_C = f(U_{CE})_{I_B = \text{konst}}$

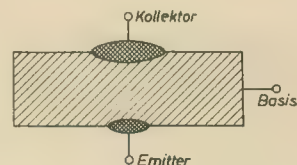


Bild 5: Schnitt durch einen Legierungstransistor

Dem Ausgangskennlinienfeld nach Bild 4 entnimmt man, daß für die Durchsteuerung des Transistors in das Kniespannungsgebiet bei gleichem Kollektorstrom für die Betriebsarten A und B unterschiedliche Basisströme notwendig sind. Der Grund hierfür ist der unsymmetrische Aufbau des pnp-Flächentransistors OC 811, dessen Kollektorpitze mehrfach größer als die Emittorpitze ist (Bild 5).

Der Transistor ist zwar bilateral leitfähig, jedoch ist sein Kennlinienfeld in bezug auf die Basisstromparameter unsymmetrisch. Für

$$I_B > 0 \quad (2)$$

ist der Transistor in beiden Betriebsarten sicher gesperrt. Der positive Teil der Kollektorstromachse wird jeweils bei $I_E = 0$, d. h. gemäß Gleichung (1) bei $I_B = I_C$ geschnitten.

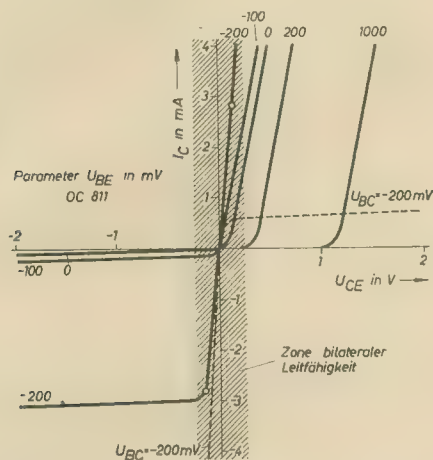


Bild 6: Ausgangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $I_C = f(U_{CE})$ $U_{BE} = \text{konst}$

Für die Betriebsart B ergeben sich daraus relativ geringe negative bzw. positive Knie-spannungen.

Die Darstellungsart des Ausgangskennlinienfeldes nach Bild 6 wird z. B. für die Betriebsart A in den Unterlagen von Telefunken gewählt. Sie unterscheidet sich für diese Betriebsart nicht wesentlich vom Bild 4. Jedoch ergeben sich für die Betriebsart B im I. Quadranten Kennlinien mit anderer Charakteristik. Die Ursache hierfür ist der gewählte Parameter U_{BE} . Mit U_{BC} als Parameter (gestrichelte Kennlinie) ist die Pentodencharakteristik im I. Quadranten wieder vorhanden, allerdings verschwindet sie dann im III. Quadranten.

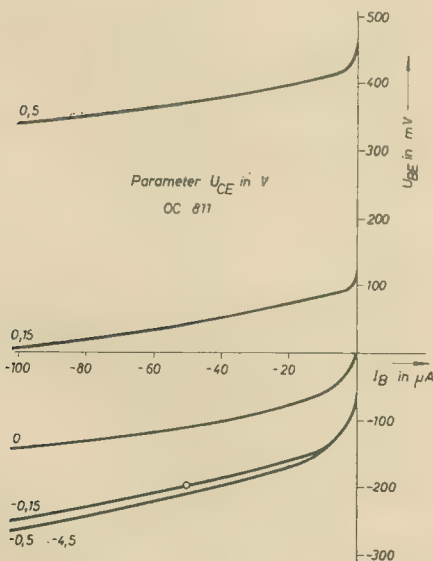


Bild 7: Eingangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $U_{BE} = f(I_B)$ $U_{CE} = \text{konst}$

Bei positiven Basissspannungen wird der Transistor immer dann leitend, wenn

$$U_{CE} > U_{BE}, \quad (3)$$

d. h. der Kollektor positiver als die Basis wird. Die Kollektordiode ist dann in Durchlaßrichtung gepolt ($U_{BC} < 0$).

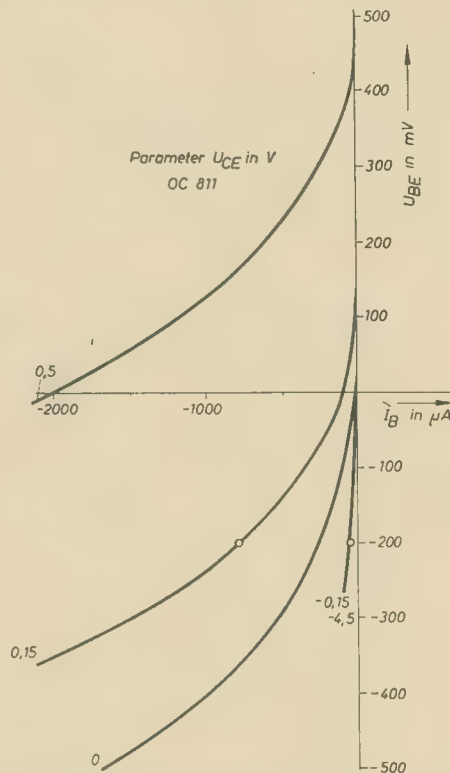


Bild 8: Eingangskennlinienfeld in Emitterschaltung, $U_{BE} = f(I_B)$ $U_{CE} = \text{konst}$

Bild 7 zeigt das Eingangskennlinienfeld des Transistors für kleine Basisströme, im Bild 8 ist die Basisstromachse verlängert worden. Auch hier fließt in Übereinstimmung mit Bild 6 bei positiver Basis erst negativer Basisstrom, wenn $U_{CE} > U_{BE}$ wird.

Der Bereich bilateraler Leitfähigkeit

Die bilaterale Leitfähigkeit (Bild 6) ist beschränkt auf ein Gebiet kleiner positiver und negativer Kollektorspannungen — einige Zehntel Volt — bei konstanter negativer Basissspannung. Man kann einen pnp-Transistor als eine Kombination von zwei Dioden auffassen, die über die Basiszone miteinander verkettet sind. Im Bild 9 ist die Diodendarstellung gezeigt.



Bild 9: Diodendarstellung eines pnp-Flächentransistors

Um den Transistor zu sperren, also $I_B > 0$ zu realisieren, muß die Emitter- und die Kollektordiode in Sperrichtung gepolt sein. Die Basis führt also gegen den Emitter und Kollektor positives Potential, d. h., es müssen

$$U_{BE} > 0 \quad (4)$$

$$U_{BC} > 0 \quad (5)$$

In der Betriebsart A genügt dazu ein geringer positiver Wert von U_{BE} (A):

$$U_{BE} (A) > 0 \quad (6)$$

Der Kollektor ist um U_0 negativ gegen den Emitter, so daß er gegen die Basis um U_0 positiver ist als diese gegen den Emitter.

Um in der Betriebsart B den Kollektor positiv gegen die Basis zu machen, genügt nicht mehr ein geringes positives Potential der Basis gegen den Emitter. Der Kollektor ist nämlich um U_0 positiv gegen den Emitter, so daß er gegen die Basis negativ würde. Erst wenn

$$U_{BE} (B) > U_0 \quad (7)$$

wird, ist die Basis auch positiv gegen den Kollektor.

Die Steuerspannung U_{BE} muß die gegenüber (6) härtere Forderung (7) erfüllen, damit der Transistor mit der Betriebsspannung $u = U_0 \cdot \sin \omega t$ in beiden Betriebsarten gesperrt werden kann. Die Steuerspannungsbedingungen für den gesättigt-leitenden Zustand ergeben sich aus der Bedingung, den Transistor für beide Betriebsarten bis in das Gebiet der Knie-spannung durchzusteuern. Das ist der Fall, wenn die Emitter- und Kollektordiode in Durchlaßrichtung gepolt sind, die Basis also negatives Potential gegen Emitter und Kollektor führt (Bild 6), d. h., es müssen

$$U_{BE} < 0 \quad (8)$$

und

$$U_{BC} < 0 \quad (9)$$

sein.

In der Betriebsart A, bei der der Kollektor ein geringes negatives Potential (Knie-spannung) gegen den Emitter führt, muß man die Basis noch negativer als den Kollektor machen, um die Bedingung (9) zu erfüllen. Es ergibt sich also die Forderung

$$|U_{BE} (A)| > |U_{CE} (A)|, \quad (10)$$

während in der Betriebsart B, in der der Kollektor ein geringes positives Potential gegen den Emitter führt, die Bedingungen (8) und (9) schon mit

$$U_{BE} (B) \approx 0 \quad (11)$$

erfüllt werden.

Um für den gesättigt-leitenden Zustand die Bedingungen (8) und (9) zu erfüllen, muß die gegenüber (11) schärfere Forderung (10) erfüllt werden.

Zusammenfassend kann man sagen, daß sich die Steuerspannungsbedingungen für den gesperrten Zustand aus der Betriebsart B und die für den gesättigt-leitenden aus der Betriebsart A herleiten.

Dabei darf man nicht unberücksichtigt lassen, daß der Basisstrombedarf bei konstanter

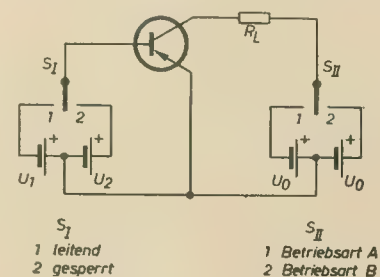


Bild 10: Schaltbetrieb für beide Betriebsarten

Steuerspannung für beide Betriebsarten bei unsymmetrischen Transistoren recht unterschiedlich ist (Bilder 4 und 8). Der Eingangswiderstand zwischen Basis und Emittter, der für negatives Kollektorpotential relativ hoch ist, fällt bei positivem Kollektor stark ab. Ein einfaches Beispiel soll die Verhältnisse verdeutlichen. In einer Schaltung nach Bild 10 sei R_L mit 1 k Ω und U_o mit 3 V angenommen. Der zulässige Spannungsabfall über der leitenden Schaltstrecke (Kniespannung U_{Kn}) betrage in beiden Stromrichtungen 150 mV. Es ergibt sich der Laststrom — der gleichzeitig Kollektorstrom ist — zu

$$I_L = \frac{(U_o - U_{Kn})}{R_L}$$

Im gesättigt-leitenden Zustand der Betriebsart A wird

$$I_L(A) = \frac{-3 - (-0,15)}{1000} = -2,85 \text{ mA}$$

Analog ergibt sich $I_L(B)$ zu 2,85 mA.

Sind S_I und S_{II} in Stellung 1, so soll der gesättigt-leitende Zustand der Betriebsart A verwirklicht werden. Damit liegt die hierfür notwendige Steuerspannung an. Nach Bild 6 (III. Quadrant) ergibt sich

$$U_1 = U_{BE}(A) = -200 \text{ mV}$$

— die Bedingung (10) ist hiermit erfüllt — und nach den Bildern 7 und 8

$$I_B(A) = -50 \mu\text{A}$$

Daraus folgt

$$R_{BE}(A) = \frac{U_{BE}(A)}{I_B(A)} = \frac{-200 \text{ mV}}{-50 \mu\text{A}} = 4 \text{ k}\Omega$$

Wird S_{II} in Stellung 2 umgeschaltet (Betriebsart B), so wird

$$U_1 = U_{BE}(B) = -200 \text{ mV}$$

beibehalten, jedoch steigt I_B nach Bild 8 auf

$$I_B(B) = -840 \mu\text{A}$$

an. Es ergibt sich

$$R_{BE}(B) = \frac{U_{BE}(B)}{I_B(B)} = \frac{-200 \text{ mV}}{-0,84 \text{ mA}} = 238 \Omega$$

Bild 4 bestätigt diese Werte.

Wird nun auch S_I in Stellung 2 gebracht, so liegt die Betriebsart B im gesperrten Zustand vor. Nach der Bedingung (7) muß

$$U_2 = U_{BE}(B) > U_o$$

sein, d. h.

$$U_2 = U_{BE}(B) \approx 3,2 \text{ V}$$

Der Transistor ist damit auch dann gesperrt, wenn S_{II} in Stellung 1 gebracht wird (Betriebsart A).

Bilateralismus und Symmetrie

Die Kennlinien des Transistors OC 811 zeigen zwar eine Zone bilateraler Leitfähigkeit, jedoch sind diese in bezug auf die zugehörigen Basisströme unsymmetrisch. Symmetrie wäre dann vorhanden, wenn bei gleichen Kollektorströmen und -spannungen in beiden Betriebsarten gleiche Basisströme fließen würden. Die Verwendung von symmetrischen Transistoren als Wechselspannungsschalter [8] würde den Vorteil mit sich bringen, daß die

Basisströme für beide Betriebsarten etwa gleich wären. Damit könnte die bei unsymmetrischen Exemplaren bestehende Forderung an den Innenwiderstand des Steuergenerators wegfallen.

$$U_{BE}(A) = U_{BE}(B) = -200 \text{ mV}$$

bei

$$I_B(A) = -50 \mu\text{A} \text{ und } I_B(B) = -840 \mu\text{A}$$

erfordert

$$R_1 \ll R_{BE}$$

Die Steuerspannungsbedingungen (7) und (10) würden allerdings erhalten bleiben.

Die Schwierigkeiten bei der Herstellung symmetrischer Transistoren, die in [9] kurz behandelt werden, hat z. B. die Valvo-GmbH offensichtlich überwunden. Sie stellt quasi-symmetrische Transistoren her (OC 46, OC 47 u. a.), die in den genannten Daten — Stromverstärkung, Schaltzeit und Basis-Emitter-Sperrspannung — durchaus dem Vergleich mit einem unsymmetrischen Schalttransistor gewachsen sind.

Im zweiten und letzten Teil werden unter anderem Anwendungs- und Berechnungsbeispiele sowie normaler und inverser Betrieb behandelt.

Transistor-Pendelaudio

Bild 1 zeigt die Schaltung eines fremderregten Pendelaudios. Es besteht aus zwei Oszillatoren, deren Transistoren in Basisschaltung arbeiten. Im zweiten Oszillator (T_2) wird die Pendelfrequenz f_p erzeugt, die über die Spule

dulationsfrequenz liegen, zweitens muß sie so hoch sein, daß sie die Modulationsspannung genügend oft abtastet, und drittens muß sie so hoch sein, daß ihre Trennung von der Modulationsspannung durch einen Tiefpaß möglich

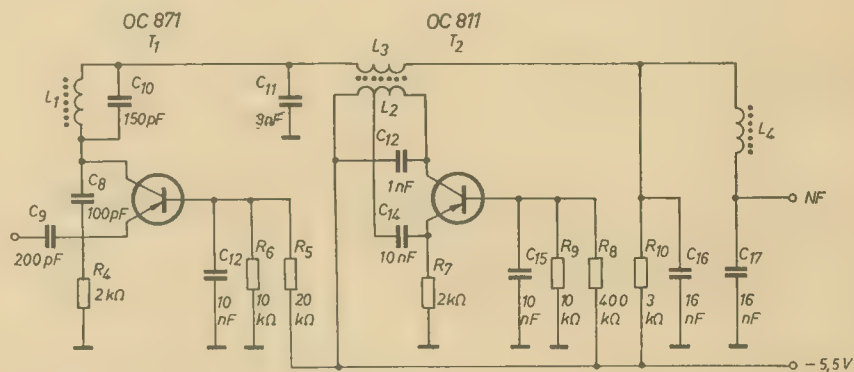


Bild 1: Schaltung eines fremderregten Pendelaudios

L_2 in den Kollektorkreis des ersten Transistors eingekoppelt wird. Die sinusförmige Pendelspannung u_p überlagert sich der Gleichspannung U_c des ersten Transistors. Dadurch ergibt sich eine der Pendelfrequenz entsprechende Steilheitsveränderung des Transistors T_1 . Die Steilheit schwankt um den kritischen Wert, für den die Schwingbedingung des HF-Oszillators (T_1) erfüllt ist. Wird dieser kritische Wert unterschritten, so reißt die HF-Schwingung ab, und das System schwingt mit der eigenen Zeitkonstanten aus. Die größte Empfindlichkeit E eines Pendelaudios ist im Punkte der kritischen Steilheit S_K gegeben, bei der der HF-Oszillator bereits durch die vorhandenen Rauschspannungsamplituden anschwängt. Eine anschauliche Darstellung dieser Verhältnisse zeigt Bild 2. Die Wahl der Pendelfrequenz hängt von folgenden Faktoren ab: Nach oben wird sie begrenzt durch die Zeitspanne der Ansprechempfindlichkeit t_1 , die im Falle einer zu hohen Pendelfrequenz (zu kleine Periodendauer) zu klein würde. Nach unten wird die Pendelfrequenz durch drei Faktoren bestimmt. Erstens muß sie außerhalb der Mo-

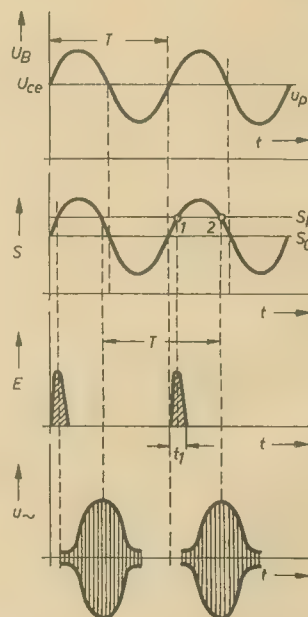


Bild 2: Spannungs-, Steilheits- und Empfindlichkeitsverlauf beim Pendelaudio

ist. Daraus ersieht man, daß Pendelschaltungen nur bei genügend hohen Empfangsfrequenzen sinnvoll sind. Aus bestimmten Gründen (zweckgebundene Aufgabenstellung) wurde das hier beschriebene Pendelaudio für eine Empfangsfrequenz von 3,1 MHz ausgelegt. Die HF-Spannung wird über C_2 in den Emitter eingespeist und gelangt über C_3 an den Schwingkreis. Mit Hilfe des Rückkopplungskondensators C_4 kann man den Rückkopplungsfaktor so einstellen, daß die Anschwingbedingung des Oszillators gerade erfüllt ist. Bei dieser Einstellung bedient man sich zweckmäßigerweise des Oszillografen. Man schaltet diesen zwischen Emitter und Masse des ersten Transistors und verändert C_4 solange, bis sich das typische Oszillogramm (siehe Bild 3) ergibt. Die Einstellung muß erfolgen, ohne daß ein äußeres Signal am Eingang liegt. Die verwaschene Vorderflanke im Oszillogramm (Bild 3) rührt von der Schwingungsanfachung durch die immer vorhandenen statistisch verteilten Rauschamplituden und zeigt, daß die empfindlichste Einstellung

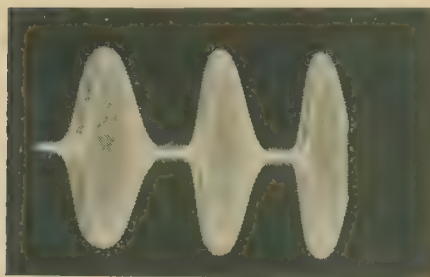


Bild 3: Spannungsform des Pendlers (bei empfindlichster Einstellung) ohne Eingangssignal

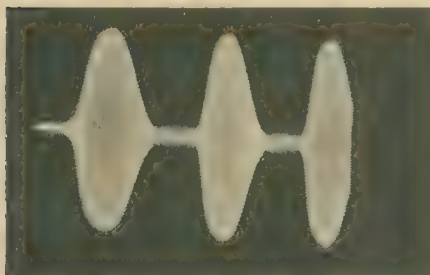


Bild 4: Spannungsform des Pendlers (bei empfindlichster Einstellung) mit Eingangssignal

des Pendelaudios realisiert ist. Im vorliegenden Falle wurde der Rückkopplungskondensator $C_4 = 100$ pF als günstig ermittelt. Bild 4 zeigt das Oszillogramm des Pendlers bei Zuführung eines HF-Signals. Eine Messung zur Beurteilung der Empfindlichkeit ergab am Ausgang ein wertbares Modulationssignal bei einer HF-Eingangsspannung von ≤ 10 μ V.

Aus Veröffentlichungen des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. O. Franke und Dipl.-Ing. H. Langer.

Literatur

G. Wirth: Transistor-Grubenempfänger; Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1961

Lebensdauerverhalten von Transistoren

Über die Transistoren der Standard-Electric-Gruppe, zu der auch die Firmen SAF und Lorenz gehören, ist in der Öffentlichkeit verhältnismäßig wenig bekannt. Das liegt daran, daß die Bauelementwerke dieses Konzerns vor allem für den kommerziellen Sektor tätig sind. Auf diesem Gebiet ist verständlicherweise die Lebensdauerfrage von Transistoren von entscheidender Bedeutung. So wurden an mehreren zehntausend Germanium-Legierungstransistoren umfangreiche Lebensdaueruntersuchungen durchgeführt, deren Ergebnisse Anfang 1962 veröffentlicht wurden.

Bei der Alterung von Transistoren sind Veränderungen im Innern des Kristalls, etwa hervorgerufen durch Diffusion von Störelementen und Korngrenzen [1] oder von Indium [2], zunächst bedeutungslos. Wie bereits in radio und fernsehen 16 (1960) S. 521 und 522 erwähnt, gehen die Alterungsvorgänge auf Veränderungen an der Oberfläche und hier insbesondere auf Anlagerungen an der Nahtstelle zwischen der Basis- und Kollektorregion zurück. Vor allem sind es Wassermoleküle [3, 4], die durch erhöhte Oberflächenkombination die Stromverstärkung herabsetzen oder die zwischen den pn-Übergängen leitende Brücken bilden. Außerdem wirkt Wasser — auch in geringen Mengen — als Katalysator für chemische Reaktionen. Die Oberflächenbehandlung und die Konservierung der Oberfläche

Bei der vorwiegend empirischen Arbeitsweise auf dem Gebiet der Oberflächenbehandlung und -stabilisierung [siehe radio und fernsehen 9 (1962) S. 270 und 271] gilt diese Schlußfolgerung aus den Messungen der Standard Electric, was das Füllmittel zum Schutz der Oberfläche betrifft, u. U. nur bedingt. Es ist nicht ausgeschlossen, daß an anderen Stellen etwas günstigere Ergebnisse erzielt wurden. Auf alle Fälle ist jedoch das Weichlöten nachteilig, da bei der zum Löten erforderlichen Temperatur meist unerwünschte Verunreinigungen frei werden [5].

Das günstigste Bild hinsichtlich der Alterung ergibt zweifellos das Kaltschweißverfahren [6]. Nach den Feststellungen der Standard Electric ist bei 95% der in der Fabrikation eines bestimmten Transistortyps anfallenden Exem-

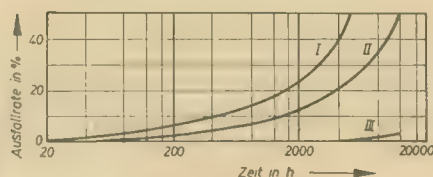


Bild 1: Lebensdauerkurven legierter Germaniumtransistoren, Lagerung bei 25 °C

- I: Transistor in weichgelötetem Gehäuse, Oberfläche des Halbleiters mit Silikonfett bedeckt
- II: Halbleiterelement mit Araldit vergossen, Gehäuse weich gelötet
- III: Kaltverschweißtes Gehäuse ohne Verwendung eines Getters

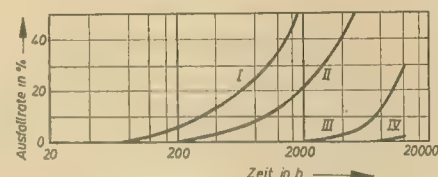


Bild 2: Lebensdauerkurven legierter Germaniumtransistoren, Lagerung bei 65 °C bzw. 75 °C

- I: Transistor in weichgelötetem Gehäuse, Oberfläche des Halbleiters mit Silikonfett bedeckt (65 °C)
- II: Halbleiterelement mit Kunstharz vergossen, Gehäuse weich gelötet (65 °C)
- III: Kaltverschweißtes Gehäuse ohne Getter (75 °C)
- IV: Kaltverschweißtes Gehäuse mit Getter (75 °C)

ist also für die Herstellung dauerhafter Transistoren besonders wichtig.

Die Bilder 1 und 2 zeigen Lebensdauerkurven von Transistoren verschiedener technologischer Ausführung. Die im Verlaufe der Weiterentwicklung erzielten Fortschritte sind unschwer zu erkennen. Unter „Ausfall“ wird hier ein Ansteigen des Reststromes in Basischaltung (I_{CBO}) auf Werte über 100 μ A bei einer Kollektorspannung von 9 bzw. 12 V verstanden.

Aus der Kurvendarstellung der Bilder 1 und 2 kann man die Schlußfolgerung ziehen, daß weichgelötete Transistorgehäuse keinesfalls im Sinne der Halbleitertechnik als dicht anzusehen sind und nur eine unzureichende Lebensdauer garantieren, auch dann, wenn das Gehäuse mit Silikonfett oder mit Aralditharz geschützt ist.

plare der Dichtigkeitsgrad höher als 10^{-10} cm³/s · at. Die restlichen 5% besitzen eine Dichtigkeit um 10^{-8} cm³/s · at und werden durch eine Dichtigkeitsprüfung in Wasser bei einem Druck von 15 kp/cm² ausgeschieden. Die Undichtigkeit ist nach einigen Stunden an der Veränderung der elektrischen Daten erkennbar.

Die größte Schwierigkeit bei der Herstellung von Transistoren mit hoher Lebenserwartung ist jedoch die, zu verhindern, daß im Verlaufe des Fabrikationsprozesses Feuchtigkeit in das Gehäuse eindringt. Nach theoretischen Überlegungen sollte im Transistorgehäuse ein Wasserdampfdruck von weniger als $8 \cdot 10^{-3}$ Torr herrschen. Das heißt, in einem Kubikzentimeter dürften höchstens 10^{-6} g Wasser vorhanden sein. Derartige Wassermengen sind selbst bei trockener Luft stets an der Innen-

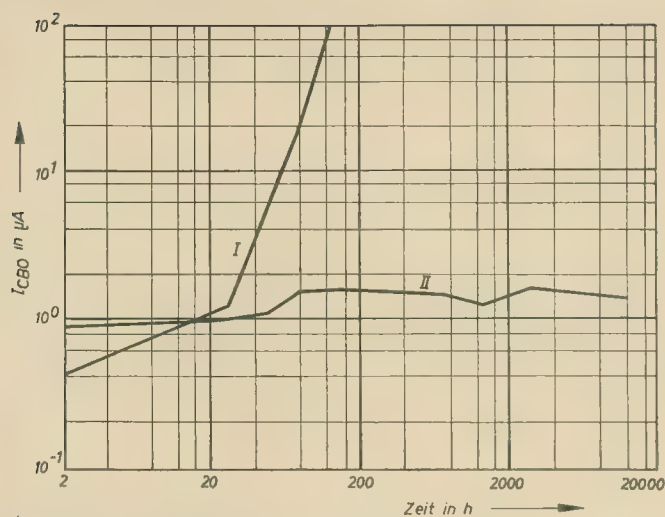
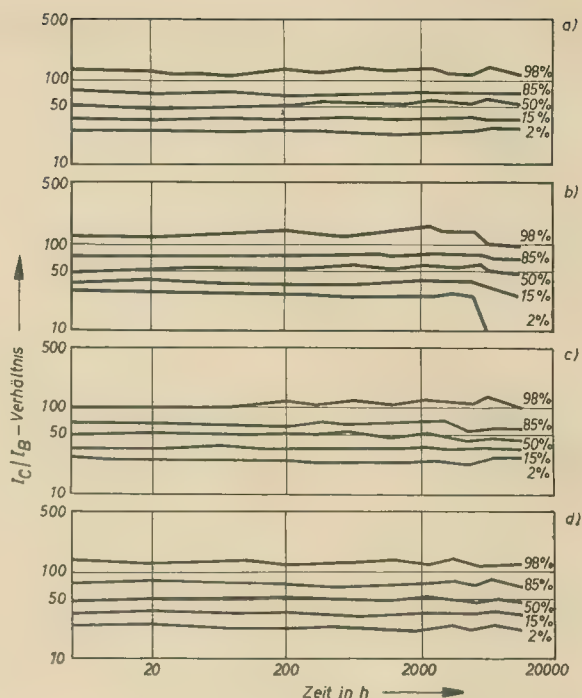


Bild 3: Verhalten des Reststroms I_{CB0} legierter Germaniumtransistoren bei einer Lagerungstemperatur von 135°C und $U_{CB} = 9\text{ V}$
I: Transistoren ohne Getter
II: Transistoren mit Getter

Bild 4: Änderung des I_C/I_B -Verhältnisses von Germaniumtransistoren ohne Getter
a) Lagerung bei Raumtemperatur; b) Lagerung bei 75°C ; c) Zyklische Belastung $160 \pm 20\text{ mW}$; d) Konstante Belastung $205 \pm 45\text{ mW}$



wand des Gehäuses adsorbiert. Das Ausheizen der Feuchtigkeit ist kaum möglich, da fertige Transistoren im spannungslosen Zustand auf höchstens 135°C erhitzt werden dürfen. Aus diesem Grunde ging man bei der Transistorfertigung der Standard Electric zur Verwendung eines Feuchtigkeitsgetters über. Auf diese Weise war es möglich, im Temperaturbereich zwischen -60°C und $+150^\circ\text{C}$ den geforderten Wasserdampfdruck zu halten. Die Ausfallrate bei der Lebensdauerprüfung — Lagerung bei 75°C — derartiger Transistoren beträgt nach 12000 Stunden nur noch 2% (Bild 2, Kurve IV). Dabei waren die Ausfälle noch zum größten Teil auf eine konstruktive Unzulänglichkeit, nämlich das Lösen des Sprengringes, der die Getterpille hielt, zurückzuführen. Besonders deutlich wird die Verbesserung, die ein geeignetes Gettermaterial bringt, bei einer auf 135°C erhöhten Lagerungstemperatur (Bild 3).

In den Bildern 4a .. 4d ist das Verhalten des Gleichstromverstärkungsfaktors I_C/I_B von Transistoren kleiner Verlustleistung (200 mW) unter verschiedenen Belastungsbedingungen dargestellt. Die Prozentangaben an den Kurven besagen, daß 98% bzw. 85% usw. aller Transistoren mit ihren Werten unterhalb der betreffenden Kurve liegen.

Die auszugsweise wiedergegebenen Ergebnisse der Lebensdaueruntersuchungen bei der Standard Electric haben gezeigt, daß Germaniumtransistoren mit Feuchtigkeitsgetter eine Lebenserwartung von mehr als 10^5 Stunden besitzen. Ferner scheinen bei Verwendung eines Getters Sperrschichttemperaturen von mehr als 100°C durchaus zulässig zu sein.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß man bei der Fertigung dauerhafter Siliziumtransistoren andere Wege geht. Hier bemüht man sich, die Oberfläche des Siliziumplättchens mit einer Oxydschicht (SiO_2 -Quarz) zu überziehen, die bekanntlich chemisch und physikalisch überaus inaktiv ist. Der Einsatz eines Feuchtigkeitsgetters bei sehr langlebigen Transistoren, die zweifellos Siliziumtransistoren sein werden, ist daher unwahrscheinlich. *Elektronus*

Literatur

- [1] Fuller und Ditzemberger: Effect of Structural Defects in Germanium on the Diffusion of Acceptor Behaviour; Journal of Appl. Physics Januar (1957) S. 40
- [2] Roschen und Thornton: Solid — State Dissolution of Germanium by Indium in Semiconductor Devices; Journal of Appl. Physics Juni (1958) S. 293
- [3] Wallmark und Johnson: Influence of Hydration — Dehydration of the Germanium Oxide Layer on the Characteristics of pnp-

Transistors; RCA — Review 4 (1957) S. 512

[4] Wallmark: Influence of Surface Oxidation a_{ob} of Germanium pnp-Transistors; RCA-Review 6 (1957) S. 225

[5] Rottgardt: Technologische Maßnahmen zur Steigerung der Zuverlässigkeit von Bauelementen; NTZ. November (1960) S. 5087

[6] Bosvell und Humphry: Cold Pressure — welding and its Influence on Device Design and Manufacture; Proceed. I.E.E. Mai (1959) S. 454

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

G. Megla Dezimeterwellentechnik

5., neubearbeitete und erweiterte Auflage
836 Seiten, 630 Bilder, 32 Tafeln
Kunstleder 64,— DM

Unter „Dezimeterwellen“ faßt man den Wellenlängenbereich zwischen 1 m und 10 cm (300 bis 3000 MHz) zusammen. Es bildet gleichsam das Übergangsgebiet von der bekannten Hochfrequenztechnik zur eigentlichen Mikrowellentechnik, die bis zu Wellenlängen von 0,1 mm herabreicht (Submillimeterwellen) und die zur drahtlosen Nachrichtenübermittlung für die Fernseh- und Funkmeßtechnik, die Radioastronomie u. a. m. große Bedeutung erlangt hat.

Bei diesen hohen Frequenzen treten dadurch, daß die Wellenlänge in der gleichen Größenordnung wie die Abmessungen der Schaltelemente bzw. noch darunter liegt, viele Erscheinungen auf, die für den Lernenden neuartig und zunächst schwer verständlich sind: Lauf-

zeiteffekte, Skineffekt, Wellen usw., zu deren exakter Behandlung ein hoher mathematischer Aufwand erforderlich wird. Der Vorzug dieses Werkes ist es, daß es diese Besonderheiten der Höchstfrequenztechnik für den angehenden Ingenieur klar und anschaulich herausarbeitet und ihm einen umfassenden Einblick in dieses Gebiet vermittelt. Aber auch für die bereits im Beruf stehenden Fachleute ist dieses Buch auf Grund der Fülle hier zusammengetragener praktischer Erfahrungen und Daten als Nachschlagewerk außerordentlich wertvoll.

Bei der Vorbereitung der 5. Auflage wurde besonderer Wert darauf gelegt, die Darstellung dem neuesten Stand der Entwicklung anzugleichen. Vor allem sind die Abschnitte über Höchstfrequenzröhren, Hohlleiter, Dezimeterwellengeneratoren und -verstärker, Reaktanz- und Molekularverstärker sowie über Antennen und Energieleitungen neu verfaßt bzw. stark erweitert worden, wobei es sinnvoll erschien, auch die theoretischen Zusammenhänge stärker zu betonen. Das Werk ist damit nicht nur eine Einführung in die spezielle Problematik der Dezimeterwellentechnik, sondern darüber hinaus in die Grundlagen der Mikrowellentechnik.

VEB Verlag Technik, Berlin

Eine Dimensionierungsvorschrift für den Differenzverstärker

Dipl.-Ing. H. MEYL und Dipl.-Phys. R. VOLLSTÄDT

In der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik kommt es häufig vor, daß eine Differenz zweier Größen gebildet werden muß. Wird ein gefertigtes Werkstück auf seine Abmessung hin geprüft, so müssen seine Maße innerhalb der gewissen Toleranzgrenze liegen, damit es nicht zum Ausschuß gezählt zu werden braucht. Die Toleranz selbst wird aus der Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwert gebildet.

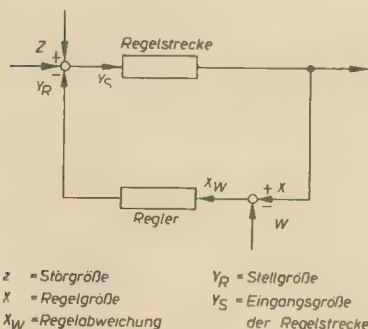


Bild 1: Prinzip eines Regelkreises

Auch innerhalb eines Regelkreises muß eine Differenzbildung vorgenommen werden (Bild 1). Der Regler darf erst dann ansprechen, wenn der Istwert, im regelungstechnischen Sinn die Regelgröße „ x “, vom Sollwert, der Führungsgröße „ w “ abweicht. Die Änderung der Regelgröße „ x “ trägt immer ein positives Vorzeichen, während die Führungsgröße „ w “ mit negativen Vorzeichen in den Regelkreis einzuführen ist. Die Differenz $x_w = x - w$ heißt Regelabweichung und liegt am Eingang des Reglers. Da häufig in Regelkreisen mit elektronischen Anordnungen gearbeitet wird, kann man für die Bildung der Regelabweichung einen Gegentakterverstärker einsetzen (Bild 2). Das Steuergitter der einen Röhre erhält die Regelgröße „ x “. Diese Regelgröße muß, wenn sie nicht als elektrische Spannung vorliegt, in eine solche, dem ursprünglichen Signal analoge Größe umgeformt werden. An dem Steuergitter der anderen Röhre liegt dann die Führungsgröße „ w “. Zwischen den

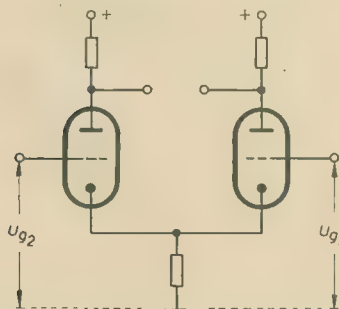


Bild 2: Prinzipschaltung des Gegentakterverstärkers

beiden Anoden kann eine Spannung U abgenommen werden, die proportional ist der Differenz der an den beiden Steuergittern anliegenden Spannungen. In der Praxis liegt häufig der Fall vor, daß zwischen den beiden Anoden ein endlicher Verbraucherwiderstand liegt. Dies wäre z. B. der Eingangswiderstand des Reglers oder der Innenwiderstand eines Meßinstrumentes.

Um Leistungsanpassung verwirklichen zu können, muß dieser Querwiderstand in einem bestimmten Verhältnis zum Innenwiderstand der verwendeten Röhren stehen. Diese Beziehung soll im folgenden abgeleitet werden. In den Anodenkreisen der beiden Röhren liegen drei Widerstände (Bild 3), die beiden gleichgroßen Anodenwiderstände R_a und zwischen den Klemmen a—b der Querwiderstand R .

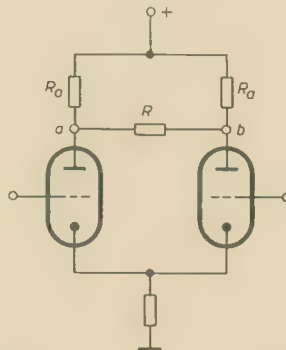


Bild 3: Gegentakterverstärker mit Verbraucherwiderstand

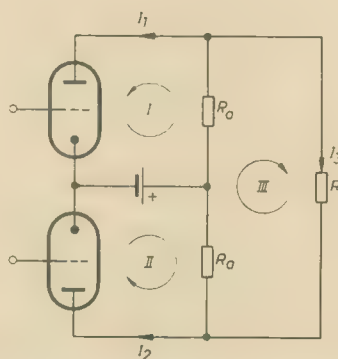


Bild 4: Anwendung der Kirchhoffschen Regeln auf den Gegentakterverstärker

Bei der Rechnung sollen diejenigen Elemente unberücksichtigt bleiben, die zur Aufrechterhaltung der Betriebsbedingungen der Röhre nötig sind (Gitterableitwiderstände, Koppelkondensatoren usw.).

Mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln (Bild 4) gewinnt man für jede Masche eine Gleichung. Mit den eingezeichneten Strömen und dem

angegebenen Umlaufsinn ergibt sich für Masche III:

$$I_3 R - I_2 R_a + I_1 R_a + 2 I_3 R_a = 0,$$

$$I_3 = \frac{(I_2 - I_1) R_a}{R + 2 R_a} \quad (1)$$

Der Ausdruck $I_2 - I_1 = \Delta I_a$ stellt die Differenz der beiden Anodenströme dar. Dabei ist für $| -U_{g1} | < | -U_{g2} |$ der Strom $I_{a1} > I_{a2}$.

Für eine einzelne Röhre gilt

$$\Delta I_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \Delta U_g = S_a \Delta U_g \quad (2)$$

Mit ΔU_g ist die Änderung der Gitterspannung und mit ΔI_a die Änderung des Anodenstromes gemeint; S_a stellt die Arbeitssteilheit der Röhre dar. Die Arbeitssteilheit ist abhängig von der statischen Steilheit, wie sie in den Propagan-

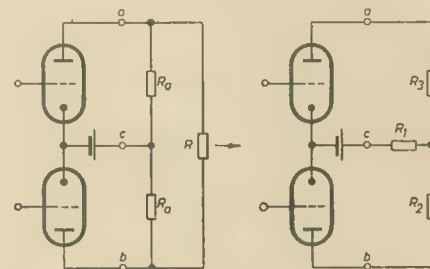


Bild 5: Dreieck-Stern-Transformation

daten der Röhre angegeben wird, dem Innenwiderstand R_i der verwendeten Röhre und dem wirksamen Arbeitswiderstand R_a'

$$S_a = \frac{S \cdot R_i}{R_i + R_a'} \quad (3)$$

Beim Gegentakterverstärker geht in den wirksamen Arbeitswiderstand R_a' eine Kombination von R und R_a ein. Der Widerstand R_a' kann durch eine Dreieck-Stern-Transformation gewonnen werden (Bild 5).

Bei der Sternschaltung sind als Arbeitswiderstände einmal die Reihenschaltung $R_1 + R_2$ und ein andermal $R_1 + R_3$ wirksam. Um den Zusammenhang zwischen R_1 , R_2 , R_3 einerseits und R , R_a andererseits zu finden, muß der jeweilige Widerstand zwischen den einzelnen Klemmen beim Stern und beim Dreieck gleich sein.

Es ergibt sich für Klemme a—c

$$R_1 + R_2 = \frac{R_a (R_a + R)}{2 R_a + R} \quad (4)$$

für Klemme b—c

$$R_1 + R_2 = \frac{R_a (R_a + R)}{2 R_a + R} \quad (5)$$

für Klemme a—b

$$R_1 + R_2 = \frac{2 R_a \cdot R}{2 R_a + R} \quad (6)$$

Damit sind drei Gleichungen gewonnen, um die drei Unbekannten R_1 , R_2 , R_3 bestimmen zu können. Aus Symmetriegründen besteht Gleichheit zwischen R_2 und R_3

$$R_2 = R_3.$$

Werden die Gleichungen aufgelöst, bekommt man für die unbekannten Widerstände folgende zwei Bestimmungsgleichungen:

$$R_1 = R_2 = \frac{R_a \cdot R}{2 R_a + R} \quad (7)$$

und

$$R_1 = \frac{R_a^2}{2 R_a + R} \quad (8)$$

Durch die beiden Gleichungen (7) und (8) ist man in die Lage versetzt, die Gleichung für die Arbeitssteilheit auf die Verhältnisse des Differenzverstärkers anzuwenden.

In Gleichung (1) steht die Differenz der Anodenströme der beiden Röhren, die im Differenzverstärker vereinigt sind. Es wird nun Gleichung (1) mit Gleichung (2) verbunden.

$$I_s = \frac{(I_2 - I_1) R_a}{R + 2 R_a} = \frac{\Delta I_a \cdot R_a}{R + 2 R_a} \quad (9)$$

$$I_s = \frac{S_a \cdot \Delta U_g \cdot R_a}{R + 2 R_a} \quad (10)$$

Wird die Arbeitssteilheit durch Gleichung (3) ersetzt, ergibt sich

$$I_s = \frac{S \cdot R_1}{R_1 + R_a} \cdot \frac{R_a}{R + 2 R_a} \cdot \Delta U_g \quad (11)$$

Für ΔU_g ist nun sinngemäß die Differenz der an den beiden Gittern anliegenden Wechselspannung einzusetzen. Für den wirksamen Außenwiderstand R_a' wirkt die Reihenschaltung von $R_1 + R_2$ bzw. $R_1 + R_3$. Die Gleichungen (7) und (8) werden addiert.

$$R_a' = R_1 + R_2 = \frac{R_a (R + R_a)}{2 R_a + R} \quad (12)$$

Dieser Ausdruck wird für R_a' in Gleichung (11) eingesetzt.

$$I_s = S \cdot \Delta U_g \cdot \frac{R_1 \cdot R_a}{R_1 (R + 2 R_a) + R_a (R + R_a)} \quad (13)$$

Die vom Verbraucher R aufgenommene Leistung N ist durch die folgende Gleichung gegeben.

$$N = I_s^2 \cdot R \quad (14)$$

Mit den entsprechenden Werten für I_s ergibt sich

$$N = \frac{S^2 (\Delta U_g)^2 R_1^2 \cdot R_a^2}{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^2} \cdot R \quad (15)$$

Die abgegebene Leistung des Differenzverstärkers hängt nun im wesentlichen von den zwei Variablen R und R_a ab.

Um das Leistungsmaximum zu finden, müssen die partiellen Ableitungen nach diesen beiden Variablen zumindest Null sein. Man bekommt dann zwei Bestimmungsgleichungen für R und R_a .

$$\frac{\partial N}{\partial R} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{\partial N}{\partial R_a} = 0 \quad (16)$$

$$\frac{\partial N}{\partial R_a} = S^2 (\Delta U_g)^2 R_1^2 \left[\frac{2 R_a \cdot R [(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^2}{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^4} - \frac{2 R \cdot R_a^2 [2 R_1 + R + 2 R_a] [(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]}{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^4} \right] \quad (17)$$

Da die Bedingung (16) gilt, bekommt man für den Widerstand R

$$R_1 \cdot R = R_a^2 \quad (18)$$

Entsprechend wird die partielle Ableitung nach R gebildet:

$$\frac{\partial N}{\partial R} = S^2 (\Delta U_g)^2 R_1^2 \cdot R_a^2 \left[\frac{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^2}{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^4} - \frac{2 [(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)] \cdot (R_1 + R_a) R}{[(R + 2 R_a) R_1 + R_a (R + R_a)]^4} \right] \quad (19)$$

Auch für die Gleichung (19) ist die Bedingung (16) gültig

$$2 R_1 R_a + R_a^2 = R_1 R + R_a R. \quad (20)$$

Gleichung (18) in Gleichung (20) eingesetzt ergibt

$$R = 2 R_1 \quad (21)$$

Um also Anpassung zu erreichen, muß der Verbraucherwiderstand R doppelt so groß sein wie der Innenwiderstand der verwendeten Röhren. Die Anodenwiderstände gehorchen dann folgender Beziehung: Gleichung (21) eingesetzt in Gleichung (18) ergibt

$$R_a = \sqrt{2} \cdot R_1 \quad (22)$$

Werden die Gleichungen (21) und (22) in Gleichung (12) eingesetzt, so ergibt sich $R_a' = R_1$. Folglich liegt ein Maximum der abgegebenen Leistung vor. Setzt man die Gleichungen (21)

und (22) in Gleichung (13) ein, erhält man

$$I_{s \text{ Anpass}} = \Delta U_g S \frac{\sqrt{2}}{4 (\sqrt{2} + 1)} = \Delta U_g \frac{S}{4 + \sqrt{2}} \quad (23)$$

Damit ergibt sich für die Leistungsanpassung

$$N_{\text{Anpass}} = S^2 \cdot (\Delta U_g)^2 \cdot \frac{R_1}{4 (3 + 2 \sqrt{2})} = \frac{S^2 \cdot (\Delta U_g)^2 \cdot R_1}{23,3} \quad (24)$$

Als Beispiel soll ein Differenzverstärker dienen, welcher mit den Röhren vom Typ EL 83 bestückt ist. Die Röhren sind, um R_1 zu erniedrigen, als Trioden geschaltet. Aus der U_g/I_a -Kennlinienschar wurde die Steilheit $S = 12 \text{ mA/V}$ und der Innenwiderstand $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ ermittelt. Um die Anpassung zu verwirklichen, sind die Anodenwiderstände und der Verbraucherwiderstand R nach Gleichung (21) und (22) bestimmt worden.

$R = 2 R_1 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_a = \sqrt{2} R_1 = 2,83 \text{ k}\Omega$
Das Röhrenpaar gibt folgende Leistung in Abhängigkeit von der Differenz der beider Gitterspannungen an den Verbraucherwiderstand $R = 2 R_1$ ab.

$$N = S^2 (\Delta U_g)^2 \cdot R_1 \cdot \frac{1}{23,3} = 12,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}} (\Delta U_g)^2$$

Beträgt die Differenzspannung $\Delta U_g = 1 \text{ V}$, so muß durch den Querverwiderstand ein Strom von etwa 1,8 mA fließen. Die Ergebnisse des Experimentes bestätigen die Theorie.

Die automatische Schwundregelung

In dem folgenden Beitrag sollen Wesen und Wirkungsweise der automatischen Schwundregelung eines Supers, der am häufigsten vorkommenden Empfänger-schaltung, erklärt werden.

Zweck der automatischen Schwundregelung

An einem Empfangsort sind die Feldstärken der verschiedenen einfallenden Sender auf Grund der Entfernung und Sendeleistung der einzelnen Sender verschieden stark.

Weiterhin gehört zu den unangenehmsten Erscheinungen in der Funktechnik der Fading, durch den die Feldstärke eines Senders Schwankungen unterworfen ist.

Auf Grund dieser Erscheinungen müßte dem-

nach die Lautstärke am Empfänger sowohl beim Betrieb als auch bei vorgenommener Senderwahl dauernd nachgestellt werden. Diese unangenehmen Nachregelungen soll die automatische Schwundregelung verhindern, so daß an der Endstufe des Empfängers annähernd die gleiche Ausgangsleistung vorhanden ist, unabhängig davon, ob ein Orts- oder Fernsender empfangen wird oder ob die Empfangsfeldstärke eines Senders zeitweise unter den Normalwert sinkt.

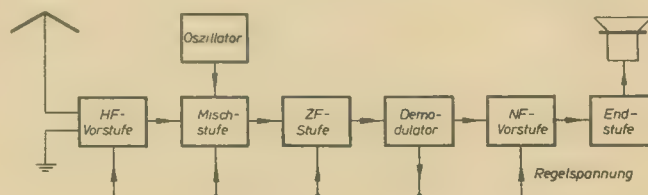


Bild 1: Blockschaftbild eines Supers

Prinzipielle Durchführung der Schwundregelung

In der Praxis wird die Schwundregelung so durchgeführt, daß mittels einer der Trägeramplitude proportionalen Spannung, der Regelspannung, die Verstärkung verändert wird.

Man erzeugt eine gegenüber Masse negative Spannung, mit der die Vorspannung der Steuergitter der Regelröhren verändert wird. Diese Regelröhren besitzen eine Exponentialkennlinie, die zur Eigenschaft hat, daß sich die Steigung mit der Gittervorspannung konstant ändert (konstante Krümmung), wodurch eine stetige Verstärkungsänderung gewährleistet ist [4].

Eine hohe Trägeramplitude bewirkt eine hohe negative Regelspannung und damit eine Herabsetzung der Verstärkung und umgekehrt. Das Blockschaltbild (Bild 1) gibt einen Überblick über die Schwundregelung im Super.

Erzeugung der Regelspannung

Die Demodulation hat die Aufgabe, den Nachrichteninhalte, die Niederfrequenz, vom zwischenfrequenten Träger zu trennen. Die am Schwingkreis abgegriffene Spannung wird gleichgerichtet. Der Arbeitswiderstand R_1 (Bild 2) ist mit einem Kondensator überbrückt, der eine Spitzengleichrichtung gewährleistet; es wird also stets die Hüllkurve,

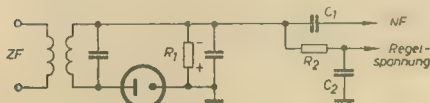


Bild 2: Prinzip der Erzeugung der Regelspannung

in der der Nachrichteninhalte steckt, abgetastet. Über R_1 entsteht eine pulsierende Gleichspannung, genau genommen ist es eine Mischspannung. Ihr Wechselstromanteil wird nach Abtrennen des Gleichstromanteils über den Kondensator C_1 dem NF-Teil zugeführt [2].

Der Gleichspannungsanteil wird nun für die automatische Lautstärkeregelung benutzt. Er ist nichts anderes als die Richtspannung und stellt, nachdem sie gesiebt wurde, die geforderte Regelspannung dar. Neben seiner eigentlichen Aufgabe hat der Demodulator demnach eine weitere wichtige Funktion. Die Regelspannung wird so am Arbeitswiderstand R_1 abgenommen, daß sie gegenüber der Masse negativ ist. Sie muß sich mit der Änderung der ZF-Amplitude mehr oder weniger schnell ändern. Wollte man die pulsierende Gleichspannung, wie sie über R_1 abfällt, als Regelspannung benutzen, würden sämtliche Tonfrequenzen mit ausgeregelt. Aus diesem Grund muß die Spannung gesiebt werden, was in der Siebkette, die aus R_2/C_2 besteht, geschieht.

Die Zeitkonstante dieser Siebkette muß groß genug sein, damit ein Ausregeln der tiefsten Niederfrequenz ausgeschlossen ist. Andererseits darf sie aber auch nicht allzu groß sein, muß also noch klein genug sein, damit auch schnelle Schwankungen des Trägers ausgeregelt werden. In der Praxis liegt die Zeitkonstante bei 0,1 ... 0,2 s.

Die Regelspannung ist folglich die gesiebte Richtspannung.

Rückwärts- und Vorwärtsregelung

Das Blockschaltbild (Bild 1) läßt erkennen, daß die Regelspannung zu den Röhren der Stufen vor und nach der Demodulatorstufe geführt wird (Rückwärts- und Vorwärtsregelung).

Bei der Rückwärtsregelung wird die negative Regelspannung zu den Steuergittern der Röhren in der HF-Vorstufe, Mischstufe und ZF-Stufe geführt. Bei großer ZF-Amplitude wird infolge der hohen negativen Regelspannung der Arbeitspunkt auf der gekrümmten Kennlinie in ein Gebiet geringerer Steilheit verschoben, wodurch die Verstärkung und damit wieder die negative Regelspannung sinkt. Die auftretenden Trägeramplitudenschwankungen machen sich allerdings noch als Lautstärkeschwankungen bemerkbar, weil der Regelvorgang überhaupt erst eingeleitet wird, wenn am Demodulatorausgang eine Trägeramplitudenänderung auftritt [3].

Um eine bessere Regelwirkung zu erhalten, wird zusätzlich die Vorwärtsregelung angewandt, bei der noch die NF-Vorröhre geregelt wird. Da hier aber verhältnismäßig hohe Gitterwechselspannungen auftreten, kann man nicht, wie bei der Rückwärtsregelung, nur den Arbeitspunkt auf der gekrümmten Kennlinie in Gebiete unterschiedlicher Steilheit verschieben, da dann die nichtlinearen Verzerrungen unerträglich hoch sind (Klirrfaktor).

Man wendet deshalb das Prinzip der sog. „gleitenden“ Schirmgitterspannung an, mit dem man gewissermaßen einen Kompromiß zwischen Regelwirkung und Klirrfaktor einget.

Zur Erreichung dieses Effekts wird die Schirmgittervorspannung nicht wie üblich an einem Spannungsteiler abgegriffen, sondern durch einen Vorwiderstand erzeugt. Sinkt die Verstärkung der Schirmgitterröhre und als Ursache der Katodenstrom, tritt wegen der Abnahme des Spannungsabfalls am Vorwiderstand eine Schirmgitterspannungserhöhung auf; die Schirmgitterspannung ändert sich also während der Regelung.

Durch eine hohe negative Regelspannung (große ZF-Amplitude) wird die negative Vorspannung der NF-Vorröhre erhöht, wodurch der Arbeitspunkt in ein Gebiet geringerer Steilheit wandert, so daß die Verstärkung abnimmt. Dadurch erhöht sich die Schirmgitterspannung, was zur Folge hat, daß der Arbeitspunkt auf eine andere Kennlinie übergeht, die bei gleicher negativer Gittervorspannung eine höhere Steilheit besitzt. Der Arbeitspunkt wandert folglich im wesentlichen nicht auf einer gekrümmten Kennlinie, sondern auf einer Kennlinienschar. Das führt natürlich zu einer Herabsetzung der Regelwirkung aber ebenso der Verzerrungen.

Unverzögerte Regelung und verzögerte Regelung

Unter der unverzögerten Regelung versteht man die Art der Schwundregelung, wie sie bisher beschrieben wurde; jede Trägeramplitude erzeugt eine ihr entsprechende hohe negative Regelspannung. In den meisten Superschaltungen wird das Prinzip der verzögerten Regelung angewandt. Dabei wird eine Regelspannung erst von einer bestimmten Trägeramplitude an erzeugt, die Regelung setzt erst an dieser Stelle ein. Das hat den Vorteil, daß die Schwundregelung bei schwachen Sendern

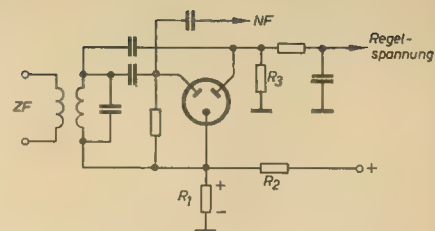


Bild 3: Prinzip der verzögerten Regelung

aussetzt, wodurch diese voll verstärkt werden. Bei der verzögerten Regelung ist für die Regelspannungserzeugung eine gesonderte Diode notwendig (Bild 3).

Das linke Diodensystem dient ausschließlich zur Demodulation. Die Anode des rechten Diodensystems wird negativ gegenüber der Katode vorgespannt. Das geschieht durch einen Spannungsabfall über R_1 , der durch einen konstanten Hilfsgleichstrom über R_2 hervorgerufen wird. Eine Regelspannung wird erst dann erzeugt, wenn die ZF-Spannung über R_1 einen höheren Spannungsabfall hervorruft als der über R_2 beträgt. Dann erst öffnet die Diode; die Regelung setzt mit der Regelspannungserzeugung verzögert ein.

W. Hoyer

Literatur

- [1] H. Meinke u. F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956
- [2] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, II. Band
- [3] H. Richter: Demodulatoren und automatische Lautstärkeregelung; Funktechnik 13 (1955) S. 366

Neuerscheinungen des VEB Verlag Technik

E. Widl

Fehlerortungen

Ihre Meßverfahren in Fernmelde- und Starkstromkabeln

180 Seiten, 130 Bilder, Ganzleinen 28,— DM

W. Gilde

Das Schweißen der Nichteisenmetalle, Band I

276 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln, Kunstleder 25,— DM

P. Henze

Praktische Schweißer Ausbildung

80 Seiten, 119 Bilder, 1 Tafel, kart. 3,60 DM

H. Mann

Fernsehtechnik, Band I

3., verbesserte Auflage

248 Seiten, 288 Bilder, Kunstleder 16,50 DM

H. Mann

Fernsehtechnik, Band II

2., berichtigte Auflage

460 Seiten, 4 Beilagen, 612 Bilder, Kunstleder 30,— DM

Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr

Die bisher veröffentlichten Schaltungen arbeiten meist nach dem Prinzip einer gasgefüllten Triode (Stromtor) oder mit Glimmröhren. Diese Schaltungen haben aber den Mangel, daß Stromtore, z. B. PL 21, nicht oder sehr schwer im Handel erhältlich sind. Verwendet man aber Glimmröhren, so ist die Wiederkehrgenauigkeit des Zeitintervalles zu gering, um Colorarbeiten damit auszuführen. Aus diesem Grunde arbeitet das hier beschriebene Gerät (Bild 1) mit einer normalen Hochvakuumverstärkerröhre, im Mustergerät eine ECC 81, bei welcher ein System defekt ist. Selbstverständlich kann auch eine andere geeignete Röhre Verwendung finden, wenn sie genügend steil ist und den erforderlichen Anodenstrom für das Arbeitsrelais (A) aufbringt.

tätigt (im Mustergerät ist sie eine Morsetaste; es kann aber auch ein Klingeltaster o. ä. sein), so zieht das Relais A an und legt eine positive Spannung des Kondensators C_2 an das Steuergitter. Gleichzeitig wird die Vergrößerungslampe eingeschaltet. Das Relais bleibt jetzt so lange angezogen, bis eine Umladung des Kondensators C_2 stattgefunden hat und

Netzspannung in zwei gleichgroße Spannungen die Differenz immer gleichbleibt.

Mit dem Schalter S_2 kann das Vergrößerungsgerät unabhängig eingeschaltet werden (z. B. für Bildausschnittswahl). Der Kondensator C_4 ($6 \dots 8 \mu F$ 500 V) dient dann zur Schonung der Opallampe 75 W/220 V im Vergrößerungsgerät. Der Schaltungsaufbau muß aus Sicher-

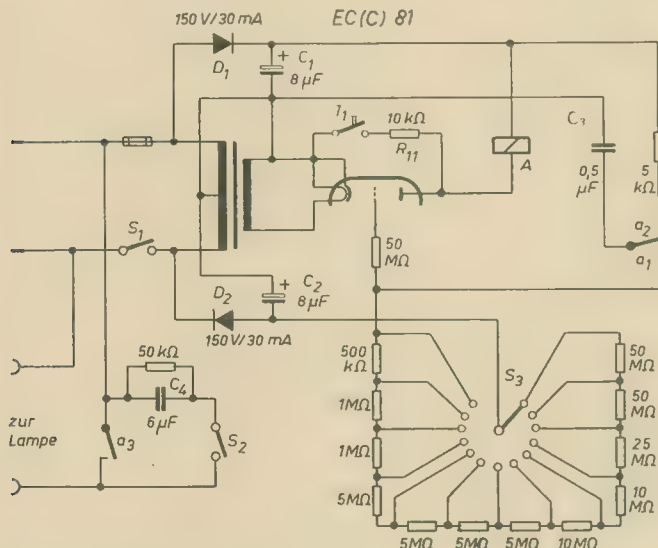


Bild 1: Schaltbild der elektronischen Belichtungsuhr

Der Aufbau (Bild 2) ist völlig unkritisch, nur im Gitterkreis ist auf gute Isolation und kurze Leitungsführung zu achten, da das Gitter sehr hochohmig angeschlossen ist und daher auf Brummeinstreuung reagiert.

Die angelegte Netzspannung gelangt über den Schalter S_1 an den Heiztrafo, welcher gleichzeitig die Netzspannung halbiert.

Nach der Gleichrichtung durch die Diode D_1 entsteht eine positive Teilspannung, die als Anodenspannung für die Röhre verwendet wird. Im Anodenkreis der Röhre liegt das Relais A.

Die Triode kann noch keinen Anodenstrom ziehen, da sie über die Widerstandskette negativ mit -150 V gesperrt wird.

C_1 und C_2 sind die Ladekondensatoren für beide Teilspannungen. Wird die Taste T_1 be-

damit die Sperrspannung wieder am Steuergitter wirksam wird.

Die Anzugszeit des Relais ist von der Größe des Kondensators C_2 und den eingeschalteten Widerstandswerten abhängig.

Mit dem Umschalter S_2 können verschiedene Widerstände und damit verschiedene Zeiten gewählt werden.

Bei einer evtl. Zuschaltung von mehreren Kondensatoren ist eine dekadische Erweiterung der Zeitintervalle möglich.

Netzspannungsschwankungen machen sich kaum bemerkbar, da durch die Teilung der

heitsbestimmungen im geerdeten Metallgehäuse isoliert aufgebaut werden, da Dunkelkammern als Feuchträume angesehen werden müssen.

Das Relais A vom Typ RH 100 besitzt folgende Daten: 25 000 Wdg, 0,06 CuL, 7 kΩ.

Der Trafo hat folgende Werte: M 55 Dyn.-Blech IV ohne Luftspalt

Primärwicklung

2×1375 Wdg 0,12 Ø CuL

Sekundärwicklung

1×85 Wdg 0,6 Ø CuL

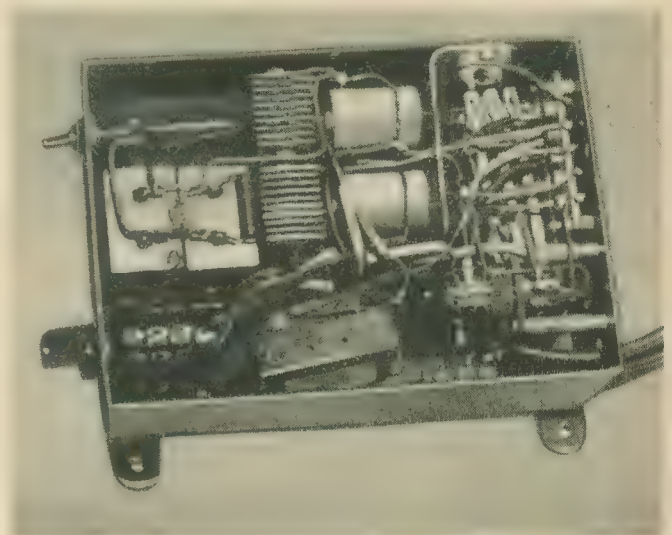


Bild 2: Innenansicht des Gerätes

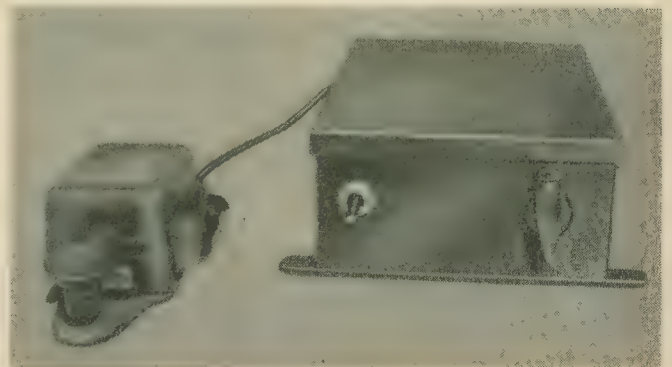


Bild 3: Außenansicht des Gerätes mit Taste

Umbau eines „Rembrandt“ FE 852 D auf Differenztonverfahren

Nach der Inbetriebnahme des neuen Fernsenders Dresden im Kanal 10 fand im Empfangsgebiet eine kostenlose Umstellung der älteren Fernsehempfänger statt.

Soweit diese Geräte schon einen Kanalwähler mit Trommelschalter besaßen, wurden diese lediglich mit dem entsprechenden Segment bestückt, während Geräte mit Scheibenschaltern einen kompletten neuen Kanalwähler mit ECC 84 und ECF 82 erhielten.

Beim Betrieb mit dem neuen Kanalwähler im Kanal 10 machte sich bei einem „Rembrandt“ FE 852 D das bei diesem Empfänger noch angewandte Paralleltönenverfahren störend bemerkbar. Insbesondere traten ein ständiges Weglaufen des Tonoptimum, ohne daß sich der Bildeindruck veränderte, und akustische Rückkopplungen beim Nachstimmen auf Optimum auf.

Zur Beseitigung dieser Mängel wurde das Gerät auf das Differenztonverfahren umgestellt. Dieser Umbau ist völlig unkritisch und kann einschließlich des Neuabgleiches in etwa vier Stunden durchgeführt werden. Die erzielten Ergebnisse wird jeder „Rembrandt“-Besitzer begrüßen: Man braucht das Gerät nicht mehr nachzustimmen, akustische Rückkopplungen sind völlig beseitigt, und vor allem kann nunmehr ohne Rücksicht auf den Ton das rein subjektiv empfundene Bildoptimum eingestellt werden.

Der Umbau erfolgt nach der Schaltung entsprechend Bild 1. Die neu eingebauten Bauelemente sind stark ausgezogen. Zunächst entfernt man die Ton-ZF-Filter L_{15} und L_{16} mit- samt den Anschlußdrähten, die Verbindung

von der Tonauskopplerspule in L_{12} (am Trimmer C_{17}) zum Gitter der 1. Ton-ZF-Röhre R_{06} und die Verdrahtung an der Fassung der Tongleichrichterröhre R_{08} .

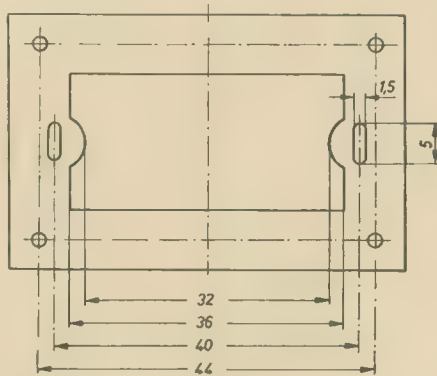


Bild 2

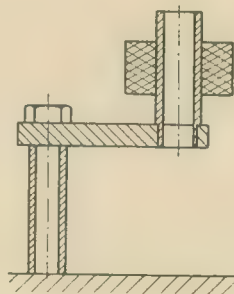


Bild 3

Anstelle der alten Ton-ZF-Filter L_{15} und L_{16} wurden in dem umgebauten Gerät die DF-Filter 014 und 015 vom „Dürer“ FE 855 G eingesetzt. Diese Filter passen jedoch nicht in die vorhandenen Chassisdurchbrüche. Deshalb fertigt man aus 0,5-mm-Blech nach Bild 2 zwei Zwischenbleche an. Die neuen Filter befestigt man mittels der Keile auf diesen Zwischenblechen und schraubt sie über Distanzrollen (10 ... 12 mm) am Chassis genau über den vorhandenen Durchbrüchen an, nachdem man vorher die entsprechenden 3-mm-Löcher in das Chassis gebohrt hat (Vorsicht! Bildröhre!!).

Die Tonauskopplerspule 016 des „Dürer“ wird auf einer kleinen HP-Platte angeklebt (Bild 3) und ebenfalls über eine Distanzrolle (20 ... 25 mm) neben die Fassung der Bildgleichrichterröhre R_{08} am Chassis angeschraubt. Die Verbindung von der Tonauskopplerspule zum Gitter der 1. DF-Röhre R_{06} erfolgt über ein etwa 20 ... 25 cm langes kapa-

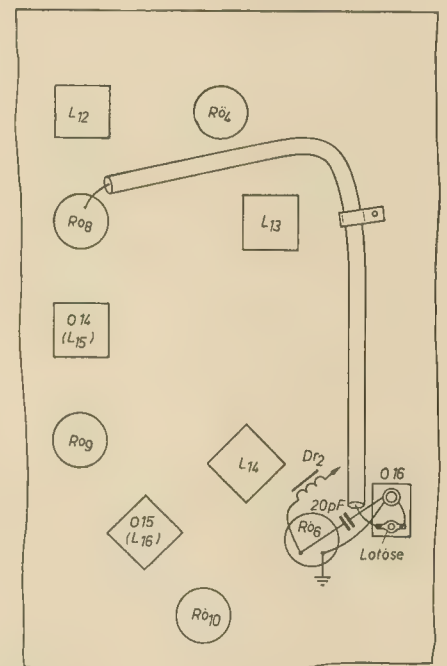
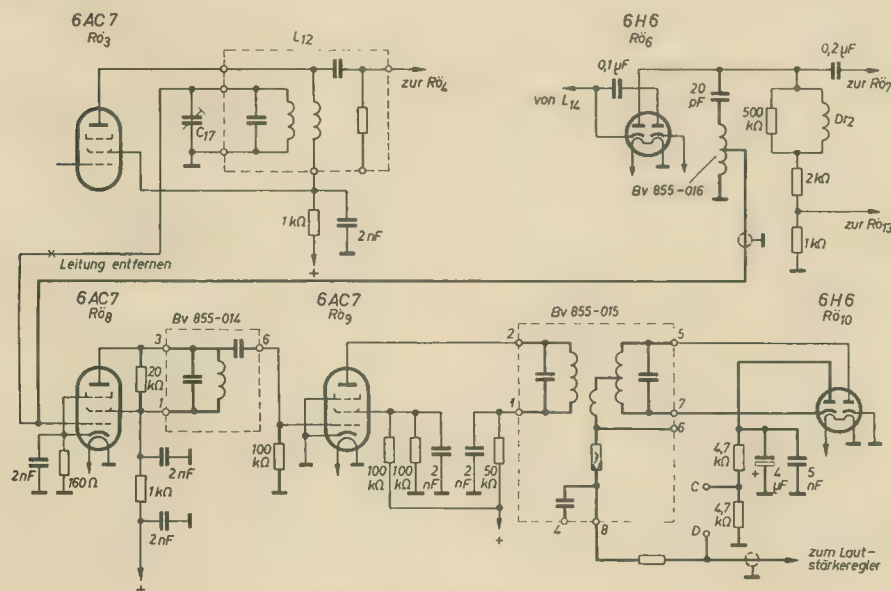


Bild 4

Bild 1



zitätsarmes HF-Kabel vom Typ 8016.1 oder 604.1 (Kabelwerk Vacha). Das Kabel wird mit einer Kabelschelle am Chassis befestigt. Bild 4 zeigt die mechanische Anordnung.

Nach diesen mechanischen Vorbereitungen kann die Verdrahtung nach Bild 1 beginnen, die neben dem Neuanschluß der Filter lediglich den Umbau des Tongleichrichters auf die Radiodetektorschaltung umfaßt. Entgegen der Originalschaltung des „Dürer“ wurde die Tonauskopplerspule 016 nicht über 5 nF an die Anode des Bildgleichrichters angeschlossen, sondern über 20 pF, wodurch sich ein schärferer Schwarz-Weiß-Übergang ergab.

Bei dem Mustergerät wurden nach dem Umbau lediglich die Differenzfrequenzfilter 014 und 015 bei laufendem Sender auf Maximalausschlag (Instrument zwischen C und Masse) und Nulldurchgang (Instrument zwischen C und D) abgeglichen. Ein Nachstimmen der Bild-ZF-Filter erübrigt sich, da ein Inter-carrierbrummen nicht beobachtet wurde.

R. Gärtner

Implosionsgeschützte Bildröhren

FRITZ KUNZE

Fernsehbildröhren sind verhältnismäßig große Vakuumgefäße. Auf ihren Glaswänden ruht ein gewaltiger Luftdruck. Der äußere Luftdruck, der auf der Bildröhre lastet, ist mit etwa einem Kilopond pro Quadratzentimeter einzusetzen. Da die Glaswände, um dem Druck standzuhalten, sehr dick sein müssen, ist die Bildröhre also sehr schwer. Wird der Kolben an irgendeiner Stelle beschädigt, so dringt plötzlich die äußere Luft in das Innere der Röhre, und die Röhre implodiert. Die Wirkung einer solchen Implosion ist genau wie die einer Explosion: Der Kolben zersplittert, das System wird zerstört.

Bei der Herstellung von Bildröhren kommt eine Implosion ab und zu einmal, vor allem am Pumpstand, vor. Im Prüffeld und im Lager dagegen erfolgen Implosionen nur noch selten. Man rechnet ungefähr eine Implosion auf 10000 Röhren. Auch beim Endverbraucher sind Implosionen sehr selten; es dürfte das selbe Verhältnis wie im Prüffeld zugrunde zu legen sein. Trotzdem sind natürlich Sicherheitsbestimmungen und -vorkehrungen notwendig, um jeden Schaden auszuschließen.

Schutzscheiben aus Glas

Bisher wurde zu diesem Zweck im Fernsehgerät vor der Bildröhre eine Schutzscheibe aus dickem Glas angebracht, die verständlicherweise ziemlich schwer ist. Bei einer 53-cm-Röhre kann man je nach Größe der Scheibe mit einem Gewicht von 3,5 ... 4 kp rechnen. Zwischen Bildröhrenfrontglas und Schutzscheibe ist ein Zwischenraum, der staubdicht abgeschlossen sein muß, damit sich kein Staub und möglichst wenig Rauch¹⁾ auf die Bildschirmfrontscheibe festsetzt. Diese Abdichtung geschieht durch einen Rahmen, eine Maske, die mit ihrem nach hinten gebogenen inneren Ausschnitt am Bildschirm, mit ihren Außenkanten an der Schutzscheibe anliegt. Durch die Maske wird aber das Bildfeld verkleinert. An den Grenzflächen Glas-Luft-Glas entstehen Reflexionen und Streulicht. Die von außen kommenden Lichtstrahlen dämpfen und verringern den Kontrast. Diese optischen Nachteile versucht man dadurch zu beseitigen, daß man die Schutzscheibe aus Filterglas macht. Hierdurch wird vor allem der Kontrast

verbessert und das Streulicht mehr oder weniger verhindert. Filterglas bringt aber einen Helligkeitsverlust mit sich, der besonders groß wird, wenn das Filterglas gefärbt ist. Aus diesem Grunde sind die eine Zeitlang angepriesenen farbigen Filterscheiben, die vor das Gerät gestellt werden, zu verwerfen. Der Helligkeitsverlust hat zur Folge, daß jetzt der Helligkeitsregler weiter aufgedreht wird, d. h., große Strahlströme eingestellt werden. Der Leuchtbelag des Bildschirms wird dadurch sehr stark beansprucht, die Katode der Bildröhre wird vorzeitig schlecht. Ein höherer Ausfall an Bildröhren, Hochspannungsgleichrichterröhren und Zeilentrafos ist die Folge.

Schutzscheibe aus Hartglas

Man hat nun auf verschiedene Weise versucht, die Schutzscheibe durch eine andere Art von Implosionsschutz abzulösen. Als erste brachten die amerikanischen Firmen Sylvania und die Corning Glass Works eine Methode heraus, nach der die Schutzscheibe, sphärisch gewölbt wie die Frontscheibe der Bildröhre, mittels eines durchsichtigen Spezialharzes direkt auf die Frontscheibe der Bildröhre aufgekittet wird. Diese Art Bildröhren sind unter dem Namen Bonded-Shield (= Schutzschild-) oder Twin-Paneel-Bildröhren bekannt. Auch von der französischen Firma Sovirel wurde das Twin-Paneel-Prinzip von den Corning Glass Works übernommen. Das Schutzschild der Bonded-Shield-Röhren besteht aus Hartglas. Obgleich die Schutzscheibe nicht ganz so schwer sind wie die bisherigen Schutzscheiben, so haben sie doch noch ein beträchtliches Gewicht. Man kann es allerdings nur für die neueren Röhren mit scharfen Ecken angeben, denn nur bei diesen Röhren gibt es Bonded-Shield-Typen. Das Schutzschild der 47-cm-Röhren wiegt 5 Pounds = 2,268 kp, das der 59-cm-Röhre 7 1/2 Pounds = 3,4 kp. Das Gewicht der Bildröhre wird durch den Schutzschild also um 30 ... 37% erhöht. Bei der Fertigung soll der Ausschuß beträchtlich sein. Das Klebemittel hat einen gleichen Lichtdurchdringungsfaktor wie Glas, so daß die aus der Bildröhre kommenden Lichtstrahlen nicht abgelenkt werden. Es ist ja keine Luftschicht zwischen Bildschirm und Schutzschild. Die Lichtreflexionen sind nur noch minimal. Da das Schutzschild konvex gekrümmt ist, wirken äußere Lichtquellen stark verkleinert und stören viel weniger als bei planen Schutzscheiben.

Als nächster Schritt wurde anstelle von Hartglas Filterglas für das Schutzschild verwendet. Es tritt zwar ein Helligkeitsverlust ein, da die Filterfarbe aber auf die Leuchtschicht abgestimmt ist, wird er teilweise wieder kompensiert. Der Kontrast wird erhöht. Die Lichtstrahlenreflexion ist ein Minimum. Sylvania

verwendet Graufilter. Derartige in Europa verbreitete Typen sind die 19 ASP 4, 19 BCP 4 und 23 SP 4.

Ein weiterer Fortschritt war es, als die Oberfläche des Schutzschildes satiniert wurde, d. h., es wurden kleinste Quarzkristalle aufgebracht, deren Durchmesser kleiner als der Bildpunkt ist. Hierdurch wird die Reflexion von äußeren Lichtstrahlen unterbunden. Diese Antireflexionsröhren haben die Buchstaben AR vor der Typenbezeichnung, also AR 19 ASP 4 und AR 23 SP 4. Durch die Quarzkristalle tritt aber eine gewisse leichte Verwischung der Konturen, eine Weichzeichnung ein. Um dem zu begegnen, wurde von Sylvania die Satinierung durch einen „Velvetone“-Belag auf dem Schutzschild ersetzt. Die 19 AYSP 4 und die 23 AYSP 4 sind solche Velvetone-Bildröhren.

Schutzscheibe und Schutzhauben aus Kunststoff

Das hohe Gewicht der Schutzscheiben und Schutzscheibe aus Glas ließ den Wunsch entstehen, den leichteren Kunststoff zu verwenden. Ein Ersatz der Schutzscheiben durch Kunststoff ist unzumutbar. Denn um eine ebenso plane Scheibe wie aus Glas zu erhalten, muß die Kunststoffscheibe sehr dick sein; sie wird also sehr teuer. Hinzu kommt, daß die Oberfläche sehr empfindlich gegen Beschädigung und Kratzer ist.

Die Herstellung eines Schutzschildes aus Kunststoff dagegen ist vielversprechend. Es gibt verschiedene Lösungen: aufgeklebte Schutzscheibe wie bei den Bonded-Shield-Röhren oder Schutzhauben. Auf jeden Fall wird verlangt, daß die Kunststoffscheibe und -hauben die gleiche Sicherheit bieten wie eine 6 ... 8 mm starke Schutzscheibe.

Wenn die Lichtbrechung beim Kunststoff und Bildröhrenglas kolben verschieden ist oder wenn gar noch ein (geringer) Luftzwischenraum zwischen beiden besteht, so entstehen leicht Lichtbrechungen und Reflexionen. Abhilfe bringt eine Satinierung der Innenfläche der Schutzhaube. Bei direkter Auflage ist Streulicht stark störend. Werden Innen- und Außenseite der Kunststoffhaube satiniert, so verdoppelt sich das Streulicht und auch die Lichtverluste. Das Bild ist dann nie besonders scharf, die Zeilen sind mehr oder weniger verschmiert. Würde man das Schutzschild in einem kleinen Abstand von der Bildröhre anbringen, so ergäben sich durch die Aufhängung und Anbringung der Schutzhaube sowie die Dichtung des Zwischenraumes gegen Staub und Rauch beträchtliche konstruktive Schwierigkeiten und hohe Kosten.

Von Kunststoffschutzschilden und Schutzhauben müssen folgende Forderungen erfüllt werden, damit sich eine Anwendung lohnt:

- a) Der Implosionsschutz muß möglichst vollkommen sein.
- b) Der Kunststoff muß glasklar sein und gute optische Eigenschaften haben, die sich auch im Laufe des Betriebes nicht verändern.
- c) Die Herstellung muß billig und die Montage einfach sein.

Von den Hamburger Kunststoffwerken Wilhelm Cornehl wurde eine Kunststoffhaube auf PVC-Grundlage (Polyvinylchlorid) entwickelt. Dem Material werden ölhaltige Weichmacher

¹⁾ Der Bildschirm wirkt wie ein Kondensator. Die Innenseite wird durch den hochgespannten Elektronenstrahl aufgeladen, und diese statische Aufladung bewirkt, daß sich Staub und Rauchpartikelchen (Zigarettenrauch) auf der Vorderseite des Bildschirms festsetzen. Es bildet sich allmählich ein gelblicher Belag, der das Bild natürlich stark beeinträchtigt! Deshalb beherzige: Beim Fernsehen lieber nicht rauchen!

mit hohem Molekulargewicht sowie Licht- und UV-Stabilisatoren beigemischt. Dieser Kunststoff wird von den Chemischen Werken Hüls hergestellt und unter dem Namen Astralon vertrieben. Das Material ist weich, fast gummiartig, glasklar und soll sich auch nach Jahren nicht eintrüben und nicht vergilben. Diese Schutzhaube wird über die Bildröhrenfrontscheibe gezogen und schmiegt sich infolge ihrer Elastizität eng an. Es können sich aber Verfärbungserscheinungen (Newtonsche Ringe) einstellen. Eine Satinierung der Innenseite der Schutzkappe (Quarkristalle von $10\ \mu\text{m}$ Durchmesser, die als Mikrolinsen wirken) kann das verhüten. Gegen Reflexionen hilft eine Satinierung der Außenseite der Schutzhaube. Der Abstand Leuchtschicht—äußere Grenzfläche der Schutzhaube beträgt etwa 8 mm. Die Streuwirkung der Satinierung wird entsprechend eingestellt. Die Schutzhaube wiegt ungefähr den zehnten Teil von einer Sicherheitsglasscheibe.

Die französische Firma Sovirel fertigt ein Schutzschild aus Polystyrol, das mit einem Kunstharzkleber von Doco (USA) auf die Frontscheibe der Bildröhre geklebt wird. Das Kunststoffschild soll etwa 40% des Preises eines Bildröhrenkolbens kosten.

In England wurde von der Firma I C I, Hertfordshire, ein Schutzschild auf der Grundlage von Acryl-Polymerisaten unter dem Namen „Diakon“ entwickelt. Es wird im Spritzgußverfahren, der Form der Frontscheibe der Bildröhre genau entsprechend, hergestellt und mit dem Bildschirm durch den Kleber „Tensolim“ befestigt. Letzterer ist lichtaktiviert und UV-gehärtet. Der Kleber wird nur geliefert, wenn eine Lizenz genommen wird. Der Kitt ist stets plastisch. Das Schutzschild für eine 43-cm-Bildröhre wiegt nur 1,35 kp. Will man das Schutzschild entfernen, so erhitzt man auf $200 \dots 300\ ^\circ\text{C}$; dann wird das Schutzschild weich und kann abgezogen werden.

Um die folgenden Methoden zu verstehen, muß man einmal die Teile, aus denen ein Bildröhrenkolben besteht, betrachten. Die drei Teile des Kolbens sind: Bildröhrenfrontplatte, Kolbentrichter oder Konus und Hals. Diese drei Teile werden zusammengeschmolzen. Besonders kritisch ist die Schmelzzone zwischen Konus und dem Rand der Frontplatte. Denn hier können kleine, feinste Haarrisse entstehen, die sich durch äußere Einwirkungen (Stoß, Schlag usw.) plötzlich schlagartig vergrößern und eine Implosion herbeiführen. Beim Bildschirm selbst nimmt eine Implosion fast nie ihren Ausgang. Es sei denn, daß ein Stein hineingeworfen wird.

Trichterschutz aus Kunststoff

Nun sagten sich französische Firmen (in Zusammenarbeit mit Philips): Vielleicht genügt es, den Kolbentrichter und Frontplattenrand zu schützen. Der Kolben der Bildröhre wird mit einem glasfaserverstärkten Polyesterüberzug versehen. Nur das Bildfenster selbst ist frei; es besteht aus gefärbtem Filterglas. Um den Rand der Frontplatte ist ein Metallband mit vier Ösen (zum Aufhängen der Röhre im Gehäuse) geschlungen. Es scheint so, als ob hier schon feste Fabrikationsaussichten vorliegen, denn man hat bereits eine Typenbezeichnung für diese Röhre: AW 59-11 W. Sie enthält im übrigen das System der AW 59-91 und hat auch deren Daten.

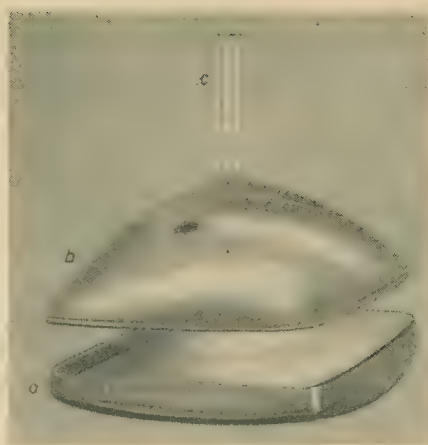


Bild 1: Die drei Teile eines Bildröhrenkolbens a) die Bildröhrenfrontplatte b) der Kolbentrichter mit dem Anoden-Hochspannungsanschluß c) der Kolbenhals



Bild 2: Der fertige Bildröhrenkolben; die drei Teile sind miteinander verschmolzen

Bildröhren mit Metallband

Da in erster Linie die Schmelzzone zwischen Kolben und Frontscheibenrand in Gefahr ist, müßte es genügen, diese Stelle zu schützen. So legte die Firma Sovirel um diese „kritische Zone“ einen Metallkragen aus 0,8 mm starkem Tiefziehblech. Der Zwischenraum zwischen Metallband und Glas wird mit einem Material ausgefüllt, das denselben Wärmeausdehnungskoeffizienten hat wie Glas, z. B. mit Schwefel. Derartige Röhren sind gut implosionssgeschützt. Bei der Montage ist aber darauf zu achten, daß sie weder unter Druck noch unter Zug stehen.

Der beschriebene Bildröhrenkolben von Sovirel soll unter dem Namen „Solidex-Bildröhrenkolben“ auf den Markt kommen. Die Firma gibt an, daß bei einer Fertigung von 300 000 Kolben jährlich der Investitionsaufwand nur etwas über $\frac{1}{3}$ desjenigen bei Twin-Paneel-Röhren beträgt.

Zusammenfassung und Ausblick

Wenn man alle bekannt gewordenen Lösungen betrachtet und gegeneinander abwägt, so ergibt sich folgendes:

Bei allen Lösungen gibt es gegenüber der üblichen Schutzscheibe einen Vorteil: Die Bildröhre rückt weiter vor, und die Gehäusetiefe kann verringert werden. Schutzscheiben aus Glas (Bonded Shields) sind zwar leichter als Schutzscheiben, haben aber ein größeres Ge-

wicht als solche aus Kunststoff. Die Abdichtung des Bildschirms gegen Staub und Rauch ist bei Schutzschilden besser als bei Schutzscheiben. Schutzscheiben aus Kunststoff können durch Alterung vergilben und ihre Transparenz verschlechtern. Zusätzliche Chemikalien sollen das verhüten. Inwieweit das auf Jahre hinaus gelingt, muß die Zukunft erweisen. Es fehlen ja noch die notwendigen jahrelangen Erfahrungen. Kunststoffe sind an der Oberfläche empfindlicher gegen Beschädigungen (Kratzer beim Säubern der Oberfläche) als Glas. Die letztgenannten Nachteile treten nicht auf bei Bildröhren, bei denen der Bildschirm selbst keinen Kunststoffüberzug hat, wie bei der AW 59-11 W und der Solidex-Bildröhre.

Die Bonded-Shield-Bildröhren werden schon seit Jahren produziert. In Westdeutschland wurden sie nicht übernommen; dagegen werden sie in großem Umfange von den österreichischen Gerätefabriken verwendet. Alle übrigen Verfahren sind noch nicht in die Fertigung gelangt. Selbst auf der Pariser Bauelementeausstellung war keine Röhre mit Implosionsschutz ausgestellt. Als Termin für ihr Kommen wurde Januar 1963 genannt. Auch die westdeutschen Röhrenfabriken werden wahrscheinlich zu diesem Zeitpunkt damit auf dem Markt erscheinen. Die Frage ist aber noch nicht entschieden, ob sich alle vier Hersteller auf eine Art einigen, oder ob die Werke verschiedene Wege gehen. Zumindest scheint sicher zu sein, daß die AW 59-11 W von Valvo gebracht wird. Auf der Wiener Frühjahrsmesse war eine implosionssgeschützte Röhre nach dem Metall-Spannband-Verfahren nach Sovirel ausgestellt, und zwar von der Wiener Vertretung von Telefunken. Ungarn dagegen soll eine Lizenz und die Technologie der englischen Methode übernommen haben. Es scheint, als ob auf diesem Gebiete noch alles in Fluß ist.

Über Bildröhren allgemein können Sie sich in dem jetzt im VEB Verlag Technik, Berlin, erscheinenden Buch „Fernsehtechnik“ informieren.

Mann

Fernsehtechnik

Band I: Die physikalischen und technischen Grundlagen des Fernsehens
3., verbesserte Auflage
248 Seiten, 288 Bilder, Kunstleder 16,50 DM
anerkanntes Fachschullehrbuch

Mann/Fischer

Fernsehtechnik

Band II: Fernsehsender- und Fernsehempfängerschaltungstechnik sowie industrielles Fernsehen
2., berichtigte Auflage
460 Seiten, 612 Bilder, 4 Beilagen, Kunstleder 30,— DM
anerkanntes Fachschullehrbuch

Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zähl-schaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren

Dipl.-Ing. JOACHIM KULLMANN

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Für die Steuerungs-, Regelungs- und Meßtechnik im Rahmen der Automatisierung werden in immer größerem Umfang Zähl-schaltungen benutzt. Elektronische Zähler haben gegenüber mechanischen Zählern eine sehr viel höhere Zählgeschwindigkeit, keinen Verschleiß, und damit eine lange Lebensdauer. Die Verwirklichung elektronischer Zählprinzipien kann auf verschiedene bekannte Arten erfolgen. Die vorliegende Arbeit behandelt elektronische Zähl-schaltungen mit der Kaltkathoden-Relaisröhre Z 5823. Informationen über den Aufbau und die Funktion dieser Röhrenart sind radio und fernsehen 17 (1957) zu entnehmen.

Die Funktion von Zählketten mit Kaltkathoden-Relaisröhren

Elektronische Zähl-schaltungen werden meist als dekadische Zähl-einheiten mit jeweils zehn Röhren aufgebaut. Über Koppelstufen können mehrere Dekaden in Reihe geschaltet werden. Selbstverständlich ist auch das Zählen in beliebigen anderen Zahlensystemen möglich. Die Grundschaltung einer Dekade zeigt Bild 1:

Rö₁ Strom führen. Für die Löschung der Stufen werden zwei Möglichkeiten angeführt. Bei beiden ist die Erzeugung der Vorspannung für die erste Stufe des Zählers besonders zu beachten. Es muß nämlich erreicht werden, daß nach dem Zünden der ersten Röhre die Vorspannung am Starter dieser Stufe während des Zählvorgangs soweit erniedrigt wird, daß die weiteren eintreffenden Impulse die er-

triebsspannung U_b . Ist nach Eintreffen des ersten Impulses Rö₁ stromführend, so erniedrigt sich die am Spannungsteiler liegende Gesamtspannung um den Spannungsabfall über R_v , hervorgerufen durch den Anodenstrom von Rö₁. Deshalb wird der Spannungsteiler R_1, R_2 von U_b aus gesehen immer hinter R_v angeschlossen. Die Spannungserniedrigung am Starter von Rö₁ wird nun wesentlich durch den spannungsabhängigen Widerstand R_1 unterstützt, da er bei abnehmender Spannung seinen Widerstand erhöht.

Eine weitere Methode zur Erniedrigung der Startervorspannung an Rö₁ nach dem ersten

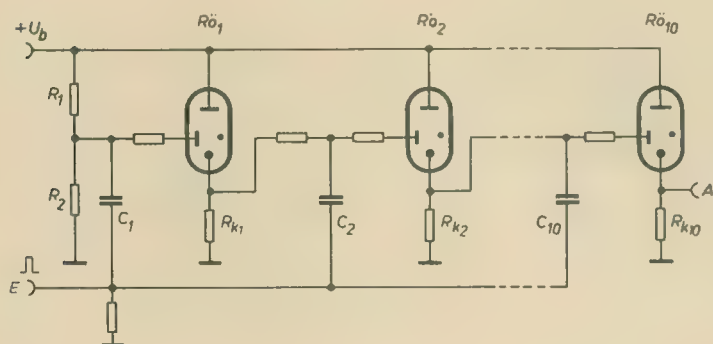


Bild 1: Grundschaltung einer Zähldekade

Die Spannung U_b liegt unterhalb der Zündspannung der Hauptstrecke bei einem Starterstrom $I_{st} = 0$. Über den Spannungsteiler R_1, R_2 gelangt an den Starter von Rö₁ eine Vorspannung, die unterhalb der Starterzündspannung liegt. Trifft am Eingang E der erste Impuls ein, addiert sich dieser zur Startervorspannung, so daß die Startstrecke zündet und die Hauptentladung in Rö₁ eingeleitet wird. Alle anderen Röhren können nicht zünden, da die Impulsamplitude der Zählimpulse kleiner als die Starterzündspannung der Röhren sein muß. Der nun über dem Katodenwiderstand R_{k1} durch den Anodenstrom von Rö₁ entstehende positive Spannungsabfall dient vorbereitend als Startervorspannung für Rö₂, so daß sie bei dem zweiten eintreffenden Impuls zündet. Beim zehnten Impuls führen schließlich alle Röhren Strom und der an R_{k10} liegende Spannungsabfall liefert am Ausgang A das Kriterium dafür, daß am Eingang E zehn Impulse eingetroffen sind.

Zähl-schaltung mit Löschung

Für viele Zwecke ist es erwünscht, daß bei jedem neu eintreffenden Impuls die vorhergehende Stufe der Zählkette wieder gelöscht wird. In der Schaltung nach Bild 1 würde dann z. B. nach dem fünften Zählimpuls nur

loschene erste Röhre nicht wieder erneut zünden.

Eine Methode ist der Einsatz eines spannungsabhängigen Widerstands (Herwid-Widerstände der Keramischen Werke Hermsdorf oder VDR-Widerstände von Valvo) im Spannungsteiler R_1, R_2 nach Bild 2 in Verbindung mit einem gemeinsamen Anodenvorwiderstand R_v für alle Röhren:

Hat Rö₁ noch nicht gezündet, so liegt am Spannungsteiler R_1, R_2 annähernd die Be-

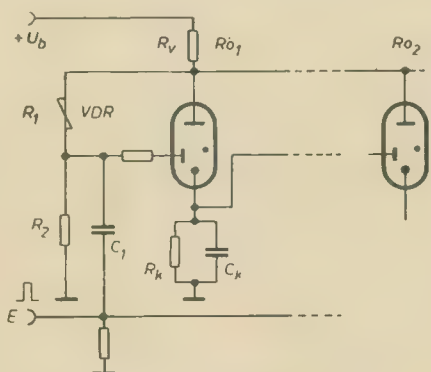


Bild 2: Erzeugung der Startervorspannung für die erste Stufe der Zählkette (mit VDR-Widerstand)

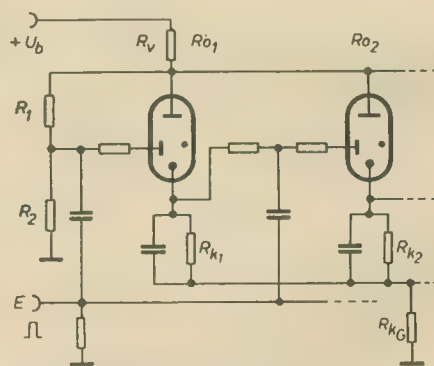


Bild 3: Erniedrigung der Startervorspannung für Rö₁ durch Widerstand R_{kG}

Zählimpuls ist das Einfügen eines gemeinsamen Katodenwiderstandes R_{kG} für alle Röhren in der Zählkette (Bild 3).

Nach Zündung der ersten Röhre verkleinert sich die am Spannungsteiler liegende Spannung wieder um den Spannungsabfall über R_v . Das am Starter von Rö₁ wirksame Potential (zwischen Starter und Kathode) wird weiterhin durch den gemeinsamen Katodenwiderstand R_{kG} erniedrigt, da der Anodenstrom einer jeweils gezündeten Röhre immer über R_{kG} fließen muß. Der dabei über R_{kG} entstehende Spannungsabfall spannt auch die Kathode von Rö₁ positiv vor. Um diesen Betrag wird aber das zwischen Starter und Kathode von Rö₁ wirksame Potential erniedrigt, so daß eine Zündung dieser Stufe während des weiteren Zählvorgangs verhindert wird.

Löschung mit Koppelkondensator

Die Löschung der jeweils vorhergehenden Stufe der Zählkette kann durch Koppelkondensatoren C_k erfolgen, die die Katoden benachbarter Röhren untereinander verbinden (Bild 4).

Nachdem $Rö_1$ gezündet hat, lädt sich C_{k1} auf die über R_{k1} liegende Spannung auf. Zündet $Rö_2$, so liegt Punkt B auf dem gleichen Potential wie Punkt A. Dieser Zustand ist aber nur möglich, wenn sich C_{k1} entlädt. Der dabei über

laden ist und die Katode von $Rö_1$ auf positives Potential legt, ist momentan die für $Rö_1$ wirksame Anodenspannung um dieses Potential und um den zusätzlichen Spannungsabfall $R_v \cdot i_{a1}$ erniedrigt. Wird dabei die Brennspannung unterschritten, erlischt Röhre 1. Daraus ist eine grundlegende Tatsache zu entnehmen: Die Zeit der Unterschreitung der Brennspannung an einer zu löschenden Röhre muß gleich oder länger der Entionisierungszeit sein. Folgende Dimensionierungshinweise für die Bemessung des Katodenkondensators C_k lassen

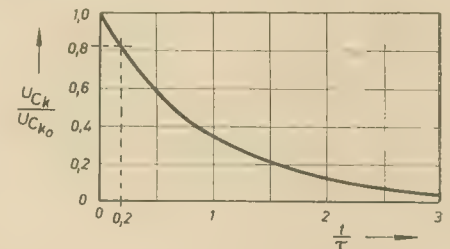
Für die Kondensatorentladung nach Bild 6 gilt:

$$U_{C_k} = U_{C_{k0}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

Bezieht man den Wert $\tau = R \cdot C$ und die Spannung $U_{C_{k0}}$ auf die Größe 1, so wird aus (1) in normierter Form:

$$\frac{U_{C_k}}{U_{C_{k0}}} = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2)$$

Diese Funktion hat den quantitativen Verlauf nach Bild 7.



Wie schon geschildert, muß an der Katode von $Rö_1$ eine Spannung ≥ 50 V mindestens für die Dauer von $500 \mu s$ anliegen, wobei sich C_{k1} über $R_{k1} = 3 \text{ k}\Omega$ exponentiell entlädt. Da 60 V auf Grund der Darstellung im Bild 7 gleich 1 ist, hat die angesetzte Spannung 50 V den Wert $0,83$. Auf der Abszisse ergibt das einen Wert

$$\frac{t}{\tau} = 0,2 \quad (3)$$

Dieser Wert muß der Forderung entsprechend aber $\geq 500 \mu s$ sein.

Für τ ergibt sich dann:

$$\tau = 5 \cdot 500 \mu s = 2,5 \cdot 10^{-3} s \quad (4)$$

Aus der bekannten Beziehung $\tau = R \cdot C$ errechnet sich dann der mindestens erforderliche Wert des Katodenkondensators C_k zu:

$$C_k = \frac{\tau}{R_k} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3} s}{3 \cdot 10^3 \Omega} \quad (5)$$

$$C_k \approx 0,8 \mu F$$

In einer aufgebauten Versuchsschaltung trat bei Katodenkondensatoren $\leq 0,5 \mu F$ ein unsicheres Löschen der Röhren auf, ein Ergebnis, das den theoretisch ermittelten Wert bestätigt.

Es können vorteilhafterweise Elektrolytkondensatoren verwendet werden, da sich die Polarität des Spannungsabfalls über den Katodenwiderständen nicht ändert. Deshalb ist diese Art der Löschung der Röhren dem Verfahren mit Koppelkondensator (s. Bild 4) vorzuziehen, da an diesem die Polarität während des Zählvorgangs wechselt und demzufolge hier Elektrolytkondensatoren mit ihren äußerst vorteilhaften kleinen Abmessungen nicht verwendet werden können.

Einfluß der Schaltelemente im Starterkreis

Der Koppelkondensator für die Zählimpulse

Es handelt sich um die Kondensatoren C_1 bis C_{10} in der Schaltung nach Bild 1. Der durch die Kondensatoren gelangende Impuls addiert sich zur Startervorspannung und zündet die Röhre. Das ist nur der Fall, wenn die Impulsdauer an der Starterelektrode länger als die Ionisierungszeit von etwa $20 \mu s$ ist. Dabei genügt es aber nicht, auf den Eingang E Im-

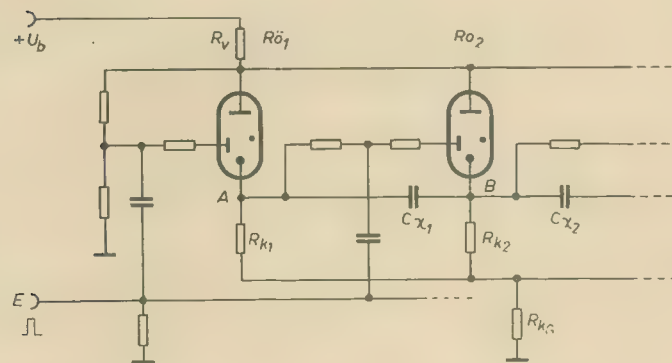


Bild 4: Löschung der Röhren durch Koppelkondensator C_x

Bild 7: Quantitative Darstellung von Gleichung (2)

R_{k1} fließende Entladestrom macht die Katode von $Rö_1$ so stark positiv, daß das zwischen Anode und Katode dieser Röhre liegende Potential die Brennspannung unterschreitet; die Röhre erlischt.

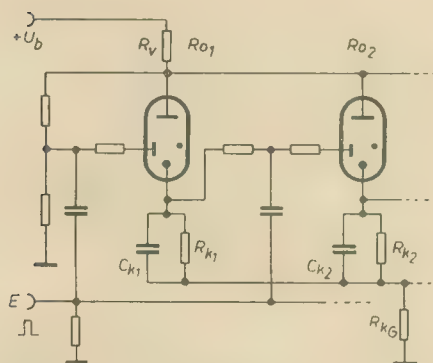


Bild 5: Löschung der Röhren durch Kondensator C_k und Widerstand R_v

Löschung mit Katodenkondensator

Bei dieser Schaltungsvariante erfolgt die Löschung durch einen parallel zum Katodenwiderstand R_k liegenden Kondensator C_k im Verein mit dem gemeinsamen Anodenvorwiderstand R_v (Bild 5):

Der erste Impuls zündet $Rö_1$. Der fließende Anodenstrom i_{a1} legt die Katode von $Rö_1$ auf die positive Spannung $i_{a1} \cdot (R_{k1} + R_{kG})$. An der Anode von $Rö_1$ liegt nun die Spannung $U_b - i_{a1} \cdot R_v$. Der Kondensator C_{k1} ist auf die Spannung $i_{a1} \cdot R_{k1}$ aufgeladen. Beim Eintreffen des zweiten Impulses zündet $Rö_2$. Da der nicht aufgeladene Kondensator C_{k2} im ersten Moment einen Kurzschluß darstellt, ist R_{k2} unwirksam. Dadurch ist i_{a2} besonders groß (dieser Momentanwert sei mit i_{a2} bezeichnet), wodurch ein weiterer Spannungsabfall über R_v entsteht. Da C_{k1} noch aufge-

sich daraus ableiten (diese Überlegung gilt auch für die Löschung mit Koppelkondensator):

Die Entionisierungszeit der Z 5823 beträgt

$$t_d \approx 500 \mu s$$

Die Katodenwiderstände R_k (Rechnung siehe weiter unten) betragen $3 \text{ k}\Omega$. Im Zündmoment von $Rö_2$ wird $Rö_1$ stromlos und C_{k1} beginnt sich über R_{k1} zu entladen. Die exponentielle Spannungsabnahme an C_{k1} muß so erfolgen, daß während der Entionisierungszeit ein gewisses Potential an der Katode von $Rö_1$ nicht unterschritten wird, um ein erneutes Zünden dieser Stufe zu verhindern.

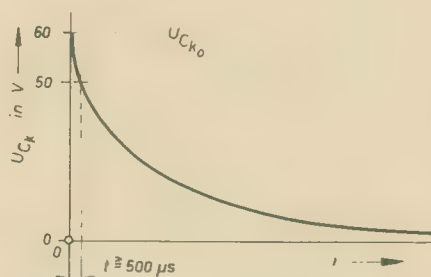


Bild 6: Spannungsverlauf am Kondensator C_k nach Löschen der Röhre

In einer aufgebauten Schaltung betrug $U_{C_{k1}}$ im eingeschwungenen Zustand 60 V. Wird eine Entladung während des Löschvorgangs bis auf 50 V zugelassen, so entstehen folgende Verhältnisse (Bild 6):

Die eingetragene Zeitspanne t muß mindestens gleich der Entionisierungszeit sein. Sinkt die Spannung an C_k schneller ab, so wird das die wirksame Anodenspannung bestimmende Potential zwischen Katode und Anode die Brennspannung schon innerhalb der Entionisierungszeit wieder erreichen, wodurch die Röhre erneut zündet.

pulse von $20 \mu\text{s}$ Breite und einer Amplitude zu geben, die mit der Startervorspannung addiert die Starterzündspannung ergibt, wie es in einigen Veröffentlichungen angegeben wird. Es muß nämlich berücksichtigt werden, daß die Impulse durch das Ankoppelnetzwerk differenziert werden. Dadurch liegt eine entsprechende Spannungsamplitude nicht mehr während der gewünschten Zeit am Starter. Da die ohmschen Widerstände des Netzwerkes (s. weiter unten) kaum geändert werden können, ergibt sich für die Optimierung des Problems nur eine Vergrößerung der Zählimpulsamplitude oder/und der Kapazität des Ankoppelkondensators. Beiden Methoden ist eine Grenze gesetzt:

a) Die Zählimpulsamplitude kann nicht beliebig vergrößert werden, da sie kleiner als die Starterzündspannung sein muß. Ist das nicht der Fall, zünden bei einem Impuls mehrere Röhren (die mit der niedrigsten Starterzündspannung innerhalb der Kette). Ist die Impulsamplitude zu niedrig, zünden nicht mehr die Röhren in der Kette, die in der Starterzündspannung etwas höher liegen. Daraus geht die Einhaltung eines optimalen Wertes hervor, der in der angeführten Schaltung bei etwa 65 V_{ss} liegt. Die Startervorspannung beträgt dabei 70 V . Bei statischer Betrachtung liegen dabei am Starter $70 + 65 = 135 \text{ V}$. Das gilt aber nur für das Einschaltmoment, da durch die Differenzierung die Spannung exponentiell abklingt. Damit für die Dauer der Ionisierungszeit die am Starter liegende Spannung die Starterzündspannung U_{ZSt} nicht

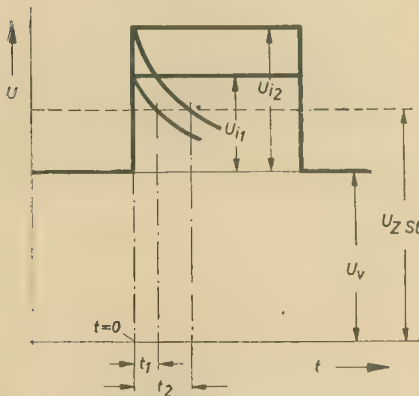


Bild 8: Schaltvorgänge im Starterkreis beim Zünden einer Röhre

unterschreitet, muß also die Summe von Startervorspannung U_v + Zählimpulsspannung U_1 bei den gegebenen Verhältnissen im Zeitpunkt $t = 0$ wesentlich höher sein als die statische Starterzündspannung selbst (Amplitude U_{12} im Bild 8 mit zugehöriger Abfallflanke und der wirksamen Zeit $t_s \geq 20 \mu\text{s}$):

Diese Untersuchungen wurden experimentell bestätigt. Bei einer Zählimpulsamplitude von 50 V und einer Startervorspannung von 70 V trat keine Zündung der Röhren mehr ein, obwohl die Summe beider Spannungen von 120 V die Starterzündspannung der Z 5823 übersteigt. Für diesen Fall geht aus Bild 8 hervor, daß bei der Impulsamplitude U_{11} auf Grund der Impulsdifferenzierung im Ankoppelnetzwerk

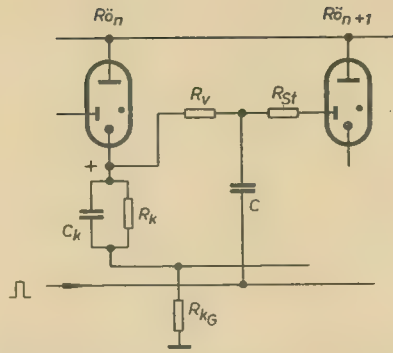


Bild 9: Die Vorspannungsübertragung durch den Widerstand R_v

nur für die Zeitspanne t_1 die am Starter liegende Gesamtspannung die Starterzündspannung überschreitet. Da $t_1 < 20 \mu\text{s}$ ist, kann die Röhre nicht zünden. Erst bei einer Impulsamplitude von 65 V (entspricht im Bild 8 dem Wert U_{12}) zündeten alle Röhren sicher, da die für diesen Fall entstehende Zeitspanne $t_s > 20 \mu\text{s}$ ist.

b) Der Schnittpunkt der exponentiell abfallenden Impulsflanke mit der Starterzündspannung von 90 V kann auch durch Vergrößerung des Zündimpulsübertragungskondensators nach rechts verschoben werden (s. Bild 8), weil dadurch die Zeitkonstante des wirksamen Differenziergliedes größer wird. Der Kondensator kann aber nicht beliebig vergrößert werden, da er bis zum nächsten Zünden der Röhre entladen sein muß, um ein sicheres Arbeiten auch bei hohen Zählfrequenzen zu gewähren. Weiterhin darf die Starterstrecke strommäßig nicht überlastet werden, da die Kondensatorladung, die der Spannungsdifferenz zwischen Zählimpulsspannung und Starterbrennspannung entspricht, als Stromstoß in die Starterstrecke gelangt. Deswegen kann diese Kapazität auch eine gewisse Größe nicht unterschreiten, weil zur Übernahme auf die Hauptentladung wiederum ein gewisser Mindestwert des Starterstroms nötig ist (s. Übernahmekennlinienfeld). Ein Kapazitätswert von

$$C \approx 2 \text{ nF}$$

ist ausreichend. Der Wert von 500 pF soll nicht unterschritten werden, da dann die Einleitung der Hauptentladung nicht immer gewährleistet ist.

Werden die abzuzählenden Impulse kapazitiv in die Zählhaltung eingekoppelt, spielt die Impulspolarität am Eingang E der Zählhaltung keine Rolle. Die Schaltung braucht also nicht mit positiven Impulsen gesteuert zu werden, wie es in mehreren Veröffentlichungen allgemein angegeben wird. Denn unabhängig von der Impulspolarität entsteht durch die Differenzierung in jedem Fall eine positive und eine negative Impulsflanke. Im Fall positiver Impulse wird die Röhre durch die Impulsvorderflanke gezündet, und bei negativen Impulsen am Eingang E wird die jeweilige Röhre lediglich durch die Impulsrückflanke gezündet. Das ist aus den bekannten Vorgängen der Impulsdifferenzierung ohne weiteres ersichtlich.

Der Startervorwiderstand

Der direkt am Starter liegende Widerstand R_{St} dient der Starterstrombegrenzung, da es sich ja um eine Gasentladungsstrecke handelt. Für ein sicheres Arbeiten der Röhre darf anhand des Übernahmekennlinienfeldes ein bestimmter Starterstrom nicht unterschritten werden. Aus diesem Grunde und wegen der im folgenden Abschnitt dargelegten Zusammenhänge soll der Startervorwiderstand

$$R_{\text{St}} = 10 \dots 100 \text{ k}\Omega$$

betragen. In einem Versuchsaufbau trat bei Werten zwischen $1 \dots 2 \text{ M}\Omega$ keine Zündung der Hauptstrecke mehr ein.

Der Koppelwiderstand zur Vorspannungsübertragung

Der positive Spannungsabfall über dem Katenodenwiderstand einer stromführenden Röhre wird über einen Widerstand R_v dem Starter der folgenden Röhre zugeführt (Bild 9). R_v muß viel größer sein als R_{St} , R_k und R_{kG} , damit die über C gelangenden Zählimpulse nicht von den niederohmigen Widerständen R_k und R_{kG} nach Masse abgeleitet werden und damit am Starter unwirksam sind. Es ist zu empfehlen:

$$R_v \approx 500 \text{ k}\Omega,$$

da R_k und R_{kG} in der Größenordnung von einigen Kiloohm liegen und R_{St} $10 \dots 100 \text{ k}\Omega$ beträgt.

Praktischer Aufbau eines fünfstufigen Ringzählers

Wird eine n-stufige Zählkette als Ringzähler geschaltet, so zündet der n-te Impuls Stufe n in der Schaltung. Der $(n + 1)$ te Impuls zündet

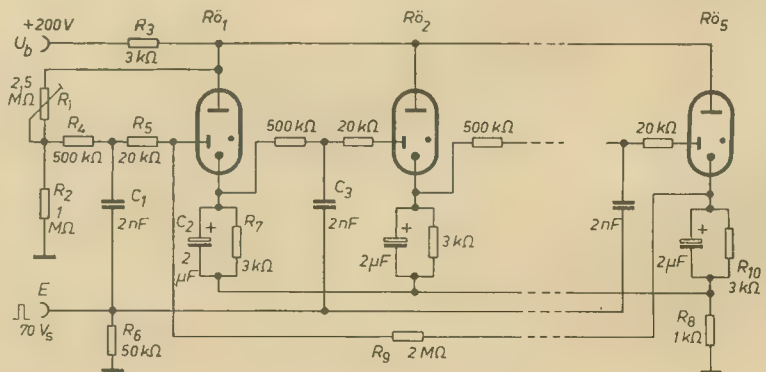


Bild 10: Vollständige und erprobte Ringzählhaltung mit Z 5823

dann wieder die erste Röhre der Zählkette, wobei die letzte Röhre n erlischt; die Zählkette schaltet erneut von Stufe zu Stufe durch.

Koppelwiderstand von der letzten zur ersten Stufe der Zählkette

Die Zählkette nach Bild 10 arbeitet wie schon beschrieben. Hat beim 5. Impuls $R_{\bar{O}_5}$ gezündet, so wird der über R_{10} entstehende Spannungsabfall als Startervorspannung zur Röhre 1 zurückgeführt, so daß diese beim sechsten Impuls zündet.

Der Koppelwiderstand R_9 muß sehr hochohmig sein, damit der erste an $R_{\bar{O}_1}$ eintreffende Impuls nicht über die niederohmigen Widerstände R_8 und R_{10} nach Masse abgeleitet wird. R_9 kann aber nicht beliebig vergrößert werden, da das Spannungsteilverhältnis $(R_8 + R_4) : R_9$ beachtet werden muß (R_8 wird vernachlässigt). Wird R_9 zu groß gewählt, sinkt die von $R_{\bar{O}_5}$ an $R_{\bar{O}_1}$ gelieferte Startervorspannung ab, so daß $R_{\bar{O}_1}$ beim zweiten Impulsdurchgang nicht zündet; die Schaltung arbeitet nicht mehr als Ringzähler. Der günstigste Wert für R_9 wurde mit 2 M Ω ermittelt bei einer Startervorspannung von 65 V für $R_{\bar{O}_1}$, sowie $R_8 = 500 \text{ k}\Omega$ und $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$. Die richtige Abstufung dieser Werte untereinander ist für die Funktion der Schaltung als Ringzähler entscheidend, weil $(R_8 + R_4) : R_9$ für eine richtige Vorspannung von Röhre 5 verantwortlich ist und andererseits R_9 die vom Spannungsteiler R_{11}, R_2 gelieferte Vorspannung für den Starter von $R_{\bar{O}_1}$ beeinflusst. Es wird empfohlen, sich an die ermittelten Werte (Bild 10) zu halten. Eine direkte Verbindung von der letzten zur ersten Röhre der Zählung, wie es in einer Veröffentlichung angegeben wurde, macht die Zählkette funktionsunfähig.

Praktischer Schaltungsaufbau

Katoden- und Anodenwiderstand

Die Betriebsspannung wird mit $U_b = 200 \text{ V}$ angesetzt. Der Anodenstrom einer gezündeten Röhre soll 20 mA betragen. Die Brennspannung der Z 5823 ist 65 V. Die Bestimmung der nötigen Widerstände ist nun äußerst einfach: Die Startervorspannung der $R_{\bar{O}_1}$ soll nach dem ersten Impuls durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_{kG} um 20 V erniedrigt werden (s. auch den Abschnitt „Zählung mit Löschung“). Für R_{kG} gilt dann:

$$R_{kG} = \frac{20 \text{ V}}{20 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$R_{kG} = 1 \text{ k}\Omega$$

Da die Startervorspannung mit 70 V angesetzt wird, muß über den Katodenwiderstand R_k eine Spannung von 70 V — $U_{R_{kG}} = 50 \text{ V}$ abfallen. Damit ist:

$$R_k = \frac{50 \text{ V}}{20 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$R_k = 2,5 \text{ k}\Omega$$

In die Schaltung wurden 3-k Ω -Widerstände eingesetzt. Über dem gemeinsamen Anodenwiderstand R_v (im Bild 10 R_3) muß nun nach dem Maschensatz folgende Spannung liegen:

$$U_{R_3} = U_b - U_{\text{Brenn}} - U_{R_k} - U_{R_{kG}} \quad (6)$$

$$= 200 - 65 - 50 - 20 \text{ V}$$

$$U_{R_3} = 65 \text{ V}$$

Für R_3 gilt dann

$$R_3 = \frac{65 \text{ V}}{20 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$R_3 = 3,25 \text{ k}\Omega$$

In die Schaltung wurde ein 3-k Ω -Widerstand eingesetzt. Wie im Abschnitt „Der Koppelkondensator für die Zählimpulse“ unter a) erwähnt wurde, muß die Startervorspannung für $R_{\bar{O}_1}$ ziemlich genau festgelegt werden. Aus diesem Grund ist der Widerstand R_1 im Spannungsteiler als Einstellregler ausgeführt.

Die Zählimpulseinkopplung

Für die einwandfreie Funktion der Zählung ist der Widerstand R_4 (s. Bild 10) von entscheidender Bedeutung, sofern nicht über die Zählimpulsquelle eine Verbindung nach Masse vorliegt. Ist das nicht der Fall, dann zündet beim ersten Impuls Röhre 1. Dann sind alle Zündimpuls-Übertragungskondensatoren aufgeladen und weitere eintreffende Impulse werden nicht mehr auf die Starter der Röhren übertragen. R_4 schafft potentialmäßig eindeutige Verhältnisse und führt zum einwandfreien Zünden der einzelnen Röhren. Die durch einen Zählimpuls aufgeladenen Kondensatoren müssen bis zum nächsten eintreffenden Impuls wieder entladen sein. R_4 wurde deshalb zu 50 k Ω bestimmt. Bei den 2-nF-Kondensatoren entsteht damit eine Zeitkonstante von

$$\tau = R \cdot C$$

$$= 50 \cdot 10^3 \cdot 2,0 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$\tau = 100 \mu\text{s}$$

Demzufolge sind die Kondensatoren nach etwa $3\tau = 300 \mu\text{s}$ entladen. Da die Entionisierungszeit von 500 μs der Z 5823 die obere Zählfrequenz der Schaltung bestimmt, können unter den gegebenen Verhältnissen die Kondensatoren keine Impulse mehr integrieren, wodurch die Schaltung auch bei maximaler Impulsfrequenz sicher arbeitet.

Diese Untersuchung wurde praktisch bestätigt, indem R_4 auf 50 M Ω extrem vergrößert wurde. Überstieg die Zählfrequenz am Eingang E der Schaltung ungefähr 2 Hz, so wurde die Kette nicht mehr von Stufe zu Stufe weitergeschaltet, was auch folgende Rechnung beweist:

$$R = 50 \text{ M}\Omega \quad C = 2 \text{ nF}$$

$$\tau = 50 \cdot 10^6 \cdot 2,0 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$\tau = 0,1 \text{ s}$$

Sind die Kondensatoren nach $3 \dots 4\tau$ entladen, kann folglich die Eingangsfrequenz bei einwandfreier Funktion der Schaltung höchstens 2 Hz betragen.

Die obere Zählfrequenz der Schaltung

Die physikalische Grenze für die maximale Zählfrequenz der Schaltung bildet die Entionisierungszeit der Z 5823 mit $t_d \approx 500 \mu\text{s}$. Von der Röhre aus gesehen muß diese eine maximale Impulsfrequenz von

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{t_d} \quad (7)$$

$$= \frac{1}{500 \cdot 10^{-6} \text{ s}}$$

$$f_{\text{max}} = 2000 \text{ Hz}$$

verarbeiten können.

Bei Zusammenschaltung mehrerer Röhren zu einer Zählkette gilt diese Frequenz aber auch als maximale Eingangsfrequenz für die Zählung, obwohl bei einem n-stufigen Zähler eine Röhre nur f_{max}/n -mal zündet. Für die frequenzmäßige Betrachtung innerhalb der Schaltung muß jedoch immer das Zusammenwirken zweier benachbarter Röhren zugrunde gelegt werden, weshalb der oben angeführte Ausdruck f_{max}/n pro Stufe nicht überschritten werden kann.

Auf den Eingang E der Zählkette wurden positive Multivibratorimpulse von 70 V_{ss} gegeben. Die Impulsfrequenz wurde erhöht, bis einige Röhren nicht mehr zündeten bzw. unregelmäßig arbeiteten. Die kurz vor Eintreten dieses Zustandes vom Multivibrator angegebene Frequenz wurde gemessen und als obere Grenzfrequenz der Zählung angesetzt. Es war:

$$f_{\text{max}} = 1640 \text{ Hz}$$

Die untere Grenzfrequenz einer solchen Schaltung ist selbstverständlich beliebig niedrig. Eine Verkleinerung der Zeitkonstante der Katodenkombination bis zu einem Wert, der gerade noch die Löschung der Stufen herbeiführte ($C_k = 0,6 \mu\text{F}$), erhöhte die maximale Zählfrequenz der Schaltung nicht. Da die maximale Zählfrequenz von 1640 Imp/s bei $C_k = 2 \mu\text{F}$ ermittelt wurde, ist demzufolge ein Katodenkondensator von $1 \mu\text{F}$ ausreichend.

Eine an der oberen Grenzfrequenz arbeitende Zählung mit der Z 5823 läßt manchmal visuell ein scheinbar unregelmäßiges Arbeiten der Röhren erkennen. Es handelt sich jedoch um ein über die Zeit statistisch verteiltes Springen des Entladungszentrums auf der nicht völlig vom Glimmlicht bedeckten Katodenfläche, das in einer Zeiteinheit erfolgt, die unterhalb der Trägheitsgrenze des menschlichen Auges liegt. Daß die Röhren tatsächlich einwandfrei arbeiten, zeigte eine Oszillogrammaufnahme des Spannungsverlaufs über dem Katodenwiderstand jeder Röhre. Die hier periodisch auftretende Impulsfrequenz betrug an der fünfstufigen Ringzählerschaltung $1/5$ der Eingangsfrequenz.

Schlußbetrachtung

Dem Anwender von Kaltkatoden-Relaisröhren werden für den vorliegenden Zweck einige Hinweise gegeben, die Schwierigkeiten überwinden sollen, was für dieses relativ neue Bauelement besonders wichtig ist. Die Erfahrung hat wiederholt gezeigt, daß Mißerfolge beim Aufbau von elektronischen Zählungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren nicht selten sind. Es wird gezeigt, daß bei sinnvoller Berücksichtigung der Ionisierungs- und Entionisierungszeit sowie der relativ starken Streuung der technischen Daten gasgefüllter Röhren eine sicher arbeitende Zählung aufgebaut werden kann. Eine Stabilisierung der Betriebsspannung ist zu empfehlen, bei starken Netzspannungsschwankungen sogar erforderlich. Die Schaltungsdimensionierung muß an einigen Stellen sorgfältig erfolgen und es wird empfohlen, sich an die ermittelten und in praktischen Versuchsaufbauten erprobten Werte der vorliegenden Arbeit zu halten.

Tschechoslowakische Glimmröhren

Auf dem Gebiet der Elektronik gewinnen immer mehr Halbleiterbauelemente und Glimmröhren verschiedenster Ausführungsarten wegen ihres hohen (im Vergleich mit geheizten Röhren) totalen Wirkungsgrades an Bedeutung.

Im folgenden wird über die dekadische Glimmzählröhre 11 TU 7 und die dekadische Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 des Betriebes Tesla berichtet, mit denen der tschechoslowakischen Industrie und Forschung zwei Röhren mit hohem totalem Wirkungsgrad zur Verfügung stehen, die in Rechenmaschinen, Digitalmeßgeräten, Strahlungsmeßgeräten u. a. Geräten verwendet werden können.

Glimmzählröhre Tesla 11 TU 7

Die Glimmzählröhre 11 TU 7 ist eine dekadische gasgefüllte Zählröhre, die für die Verwendung in Rechenmaschinen und Meßgeräten bei einer Zählgeschwindigkeit bis 20 000 Imp/s bestimmt ist [1].

Sie enthält in einem Glaskolben mit 12-Stift-Bakelitsockel zehn Haupt- und zehn Hilfskatoden. Während die Hauptkatoden jeweils einen eigenen Anschluß besitzen, genügt für alle Hilfskatoden ein Anschluß. An dem 12. Stift ist die Abschirmung und an den Führungsstift in der Mitte des Sockels die Anode der Glimmzählröhre angeschlossen. Die Röhre ist für axiale Betrachtung bestimmt.

Technische Daten

Betriebswerte

Betriebsgleichspannung	325 ... 345 V
Zündspannung der Hauptkatode	max. 300 V
Brennspannung der Hauptkatode bei einer Betriebsgleichspannung von 320 V	max. 180 V
Katodenstrom	3,7 mA
Vorspannung der Hilfskatoden	75 V
Spannung der Abschirmung	90 V
Amplitude der negativen Steuerimpulse	120 V \pm 15 V
Länge der Steuerimpulse	16 μ s \pm 4 μ s
Katodenwiderstand	15 k Ω \pm 5%
Katodenkondensator	5000 pF \pm 20%
Anodenlastwiderstand	24 k Ω \pm 2%
Ausgangsimpuls (Katode)	40 V

Grenzwerte

Betriebsgleichspannung	min. 325 V
Anodenstrom	min. 2,4 mA max. 5 mA
Spannung der Abschirmung	min. 75 V max. 110 V
Zählgeschwindigkeit	max. 20 000 Imp/s

Es wird vorausgesetzt, daß beim Betrieb der Glimmzählröhre keine Verlängerung der Brenndauer einer Entladungsstrecke zustande kommt, denn sonst müßte der Katodenstrom auf ein Minimum verringert und die Glimmzählröhre periodisch einer zyklischen Bela-

stung mit passender Frequenz (50 ... 5000 Hz) unterworfen werden.

Die Glimmzählröhre 11 TU 7 ist ein Äquivalent der Röhren G 10/241 E oder CV 2223. Ihr maximaler Durchmesser beträgt 43,5 mm, die maximale Länge 72 mm und ihr maximales Gewicht 70 p.

Glimmziffernanzeigeröhre Tesla 10 TU 26

Die 10 TU 26 ist eine dekadische gasgefüllte Ziffernanzeigeröhre, die zur Ziffernanzeige in Meßgeräten u. a. bis zu einer Anzeige geschwindigkeit von 50 000 Imp/s bestimmt ist [2].

Da die Röhre nur zur Anzeige des Standes der Zähldekaden dient, beeinflußt sie diese nicht. Die benötigte Ionisierungszeit beträgt 10 bis 100 μ s. Um diese Zeit zu verringern, müssen die zwei Ziffernträger (Stifte 1 und 8) über einen 20-M Ω -Widerstand an die Betriebsgleichspannung gelegt werden. Die Grenzgeschwindigkeit eines Gerätes ist durch die Grenzzählgeschwindigkeiten der Zähldekaden gegeben. Wenn die maximale Anzeige geschwindigkeit der Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 überschritten wird (über 50 000 ... 200 000 Imp/s), verringert sich ihre Helligkeit, bis die Röhre gänzlich erlischt. Nach Unterbrechung oder Beendigung des Zählvorganges zeigt sie aber mit voller Helligkeit den gezählten Wert an.

Die Röhre enthält in einem Glaskolben mit Preßsteller zehn selbständig ausgeführte Katoden, die die Form von 15 mm hohen Ziffern (1 ... 0) haben, und eine wabenförmige Anode. Die Stifte der Röhre bilden einen (14-1) Sockel und sind auf einem Durchmesser von 16,4 mm angeordnet. Die Röhre ist für axiale Betrachtung bestimmt.

Technische Daten

Betriebswerte

Betriebsgleichspannung	170 V
Anodenspannung	130 V
Anodenlastwiderstand	20 k Ω
Katodenstrom	1,5 ... 2,5 mA

Grenzwerte

Betriebsgleichspannung	min. 170 V max. 400 V
Katodenstrom	min. 1,5 mA max. 2,5 mA Imp. 4,0 mA

Umgebungstemperatur	—65 °C bis +70 °C
Anzeige geschwindigkeit	max. 50 000 Imp/s

Die Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 kann auch mit einer pulsierenden Gleichspannung (220-V-Halbwellenwechselspannung), bei einer Verringerung der Helligkeit, betrieben werden; der notwendige Anodenwiderstand beträgt dann 47 k Ω .

Die Lebensdauer der Röhre beträgt (beim Weiterschalten auf eine andere Zahl einmal während 24 h) min. 1000 Stunden. Ihr maximaler Durchmesser ist 30,0 mm und die maximale Länge 34,25 mm.

Die Katoden der Glimmziffernanzeigeröhre 10 TU 26 sind übereinander angeordnet und genügend dünn, so daß das ganze Katodenpaket nur eine Tiefe von 9 mm in Anspruch nimmt. Die wabenförmige Anode, die zwischen den Katoden und dem Beobachter angeordnet ist, hat eine genügend große Wabenstruktur, so daß ein gutes Ablesen auf eine Entfernung von 10 m bei durchschnittlicher Beleuchtung gewährleistet ist. Die Katoden sind isoliert auf die zwei bereits erwähnten Ziffernträger aufgesteckt. Beim Anlegen einer genügend großen Spannung zwischen einer Katode und der Anode der Röhre, leuchtet die die Katode bildende Ziffer auf.

Literatur

- [1] Kenndatenblätter der Firma Tesla
- [2] Kubát, Deutsch — Indikační výbojka Tesla 10 TU 26 (Glimmziffernanzeigeröhre Tesla 10 TU 26); Slaboproudý obzor 7 (1961) S. 412 ... 418

Referate

Mit dem am 10. Juli 1962 gestarteten US-Satelliten Telstar sind erstmalig Direktübertragungen von Fernsehsendungen zwischen den Kontinenten durchgeführt worden. Fernsehsendungen von England bzw. Frankreich nach den Vereinigten Staaten und umgekehrt konnten mit Hilfe des Satelliten in guter Qualität empfangen werden. Das folgende Referat gibt einen Überblick über interessante technische Einzelheiten.

Anonym

Communications via Satellites

Electronic Engineering 6 (1962) S. 382 ... 387

In diesem Beitrag werden bemerkenswerte Einzelheiten über den amerikanischen Nachrichtensatelliten „Telstar“ bekanntgegeben. Der Artikel umfaßt außerdem eine Beschreibung der Einrichtungen auf der Bodenstation der britischen Post in Goonhilly Down (Cornwall), von denen die schwenkbare 26-m-Parabolantenne mit einem Gesamtgewicht von 870 Tonnen und ein Maser-Verstärker mit einer Bandbreite von 50 MHz bemerkenswert sind. Großes Interesse erwecken beim Fachmann vor allem die (leider kurzgehaltenen) Ausführungen über die Sender. Neben einem 10-kW-Klystronsender für 1725 MHz ist in Goonhilly ein 5-kW-Sender mit einer Hochleistungs-Wanderfeldröhre britischer Herkunft installiert.

Der „Telstar“-Satellit ist speziell für die praktische Erprobung von Nachrichtenverbindungen via aktive Satelliten zwischen Großbritannien und den USA bestimmt. Als vorgesehene Entfernung von der Erde werden 950 ... 5600 km angegeben. Die Bahnparameter des „Telstar“

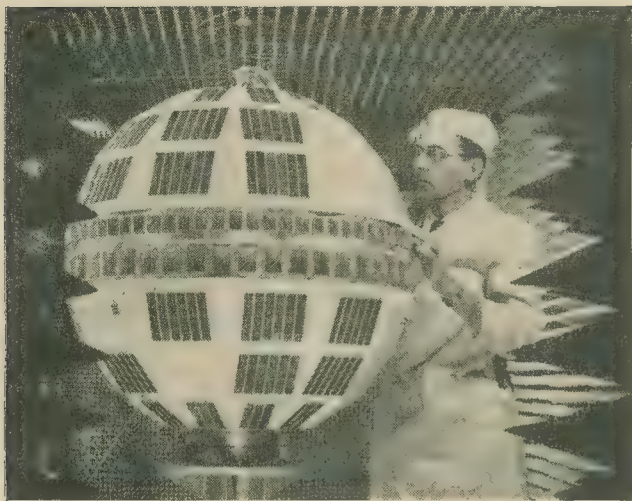


Bild 1: Der Satellit „Telstar“ in nachgebildeter Raumumgebung

werden über eine spezielle Fernmeßfrequenz übertragen; Baken-signale von Telstar erleichtern die Verfolgung des Satelliten durch die Beobachtungs- bzw. Empfangsstationen. Spezielle, von der Erde ferngesteuerte Schalteinrichtungen setzen die Übertragungseinrichtungen des Satelliten in bzw. außer Betrieb. Dies geschieht, um unnötigen Energieverbrauch während jenes Zeitraums zu vermeiden, in dem sich der Satellit auf der entgegengesetzten Seite der Erde befindet. Telstar hat etwa Kugelform (Bild 1) mit 84 cm Durchmesser und rund 75 kg Masse. Sein Gestell besteht aus Magnesium, seine Haut aus Aluminium, die mit Hilfe eines speziellen Behandlungsprozesses im Plasmastrahl mit Aluminiumoxyd überzogen wurde. Um den „Äquator“ des Satelliten herum sind 72 Fazetten angeordnet, die größtenteils Sonnenzellen enthalten. Einige Fazetten tragen kleine Spiegel, die das Sonnenlicht reflektieren, um so die optische Beobachtung zu erleichtern. Ebenfalls in der „Äquator“-Ebene sind zwei Antennen für die Nachrichtenübertragung (beide Richtungen) angebracht. Ihre Richtwirkung in der Ebene ist annähernd gleichförmig, während die Strahlung in Richtung der Satelliten-„Pole“ unterdrückt ist. Es war vorgesehen, Telstar eine Rotation von 180 min^{-1} beim Start zu erteilen, um eine gewisse Kreiselwirkung zu erzielen. Andere Antennen sind an der Oberseite ange-

bracht und „entfalteten“ sich erst, nachdem eine Schutzkappe abgeworfen wurde. Sie dienen der Fernmessung, Fernsteuerung und Peilung. Während des aktiven Fluges übernehmen zwei kleine Peitschenantennen am Unterteil des Satelliten diese Funktion. Telstar enthält insgesamt eine Röhre, 1064 Transistoren und 1464 Halbleiterdioden. Die Stromversorgung erfolgt aus 19 Ni-Cd-Akkumulatoren, die von 3600 Sonnenzellen auf der Satellitenoberfläche geladen werden. Die gesamte elektronische Einrichtung ist in Polyurethan eingegossen; der Behälter selbst wird im Satellitengestell mit Nylonseil aufgehängt. Die Temperatur des Behälters wird anhand der Wärmeabstrahlung kontrolliert und konstant gehalten. Bild 2 zeigt das Blockschaltbild der Nachrichtenübertragungseinrichtungen (ohne Fernmeß-, Fernsteuer- und Bakenteil). Das Signal von der Erde gelangt auf der Frequenz 6390 MHz in einen Abwärtsfrequenzumsetzer, die entstehende Zwischenfrequenz beträgt 90 MHz. Sie wird in 14 Diffusionstransistoren bis zu 10-fach verstärkt und der Ausgangspegel durch eine Verstärkungsregelung nahezu konstant gehalten. Nach einer zweiten Umsetzung auf 4170 MHz erfolgt eine nochmalige Verstärkung des Signals in einer Wanderfeldröhre (rund 5000-fach), der Ausgangspegel beträgt 2,25 W. In dieser Röhre wird außerdem die Frequenz 4080 MHz auf rund 25 mW ver-

stärkt und als Bakenfrequenz für genaue Peilungen über die Sendeantenne abgestrahlt. Neben den Nachrichtenübertragungseinrichtungen enthält Telstar noch zahlreiche Fernmeßeinrichtungen, speziell zur Messung der Strahlung im Strahlungsgürtel um die Erde (Van-Allen-Gürtel) und der Sonnenstrahlung. Alle Geräte sind halbleiterbestückt, ihr Aufbau ist andeutungsweise beschrieben (keine schaltungstechnischen Einzelheiten). Insgesamt werden 115 Meßwerte über den Zustand des Satelliten und seiner Umgebung auf der Frequenz 136 MHz mit 0,25 W auf Kommando übertragen. (Der betreffende Sender strahlt auch in den Pausen, um Peilungen zu ermöglichen). Die Übertragung erfolgt kodiert und in einem komplizierten pulscodemodulierten AM-FM-Signal; jeder Meßwert wird periodisch einmal jede Minute übertragen. Die Fernsteuersignale von der Erdstation werden über zwei Empfänger auf der Frequenz 120 MHz aufgenommen. Eine Schaltuhr soll das Abschalten der Bakenfrequenz nach zwei Jahren bewirken, damit diese Frequenz für andere Zwecke ohne Interferenzgefahr benutzt werden kann. *Streng*

B. A. Gofmann und F. M. Jablonskij

Die Verwendung von Relaisröhren zum Steuern von Glimmzähl- und -schalt-röhren

Radiotechnika 7 (1961) S. 60 ... 63

In elektronischen Geräten werden häufig Glimmzähl- und Schalteröhren eingesetzt, die speziell für das Zählen im dekadischen Zahlensystem bestimmt sind. Zum Bestücken von Impulsformern, die die dekadischen Zählröhren steuern, werden gewöhnlich Elektronenröhren oder Transistoren verwendet. Die Nachteile von Impulsformern mit Elektronenröhren sind die großen Abmessungen und ein großer Leistungsverbrauch; nachteilig bei Schaltungen mit Transistoren sind der teure Impulstransformator und der kleine Arbeitstemperaturbereich. Diese Nachteile besitzen mit Relaisröhren bestückte Impulsformer nicht. Sie haben einen kleinen Leistungsverbrauch, kleine Abmessungen und einen großen Arbeitstemperaturbereich. Im folgenden werden Schaltungen mit Relaisröhren TCh 5 B beschrieben, die die Eingangs- und Endstufen eines Zählgerätes mit dekadischen Zählröhren steuern.

Die sowjetische Industrie fertigt die Zweimpuls-Niederfrequenz-Zählröhre OG 4 und die Glimmschaltröhre A 101, die für eine Zählgeschwindigkeit von 1...2 kHz ausgelegt sind, und die Einimpuls-Zählröhre OG 3 für eine Zählgeschwindigkeit bis 20 kHz. Im allgemeinen wird in der ersten Stufe des Zählgerätes mit dekadischen Zählröhren der Typ OG 3 und in den weiteren die Zählröhre OG 4 eingesetzt.

Das Prinzipschaltbild einer Steuerschaltung mit der Relaisröhre TCh 5 B für die dekadische Einimpuls-Zählröhre OG 3 ist im Bild 1 abgebildet.

Als Impulsformer mit Relaisröhren kann man einen getasteten Kippgenerator oder einen monostabilen Multivibrator benutzen. Die Schaltung mit einem getasteten Kippgene-

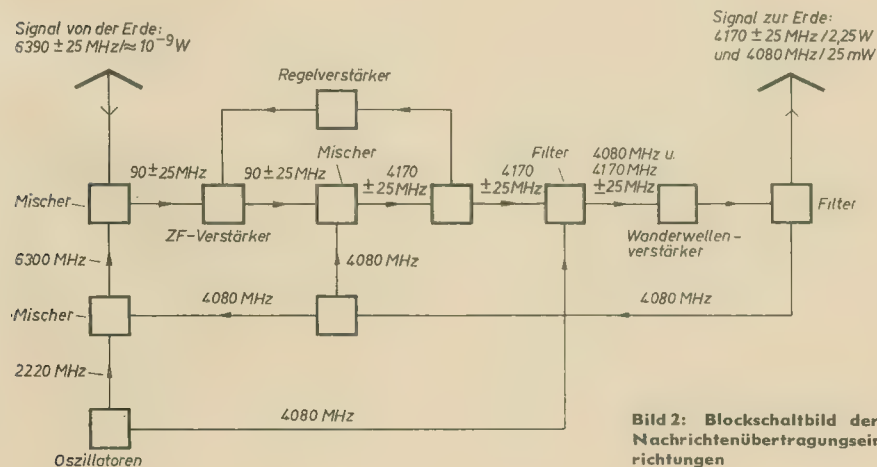


Bild 2: Blockschaltbild der Nachrichtenübertragungseinrichtungen

rator ist vorteilhafter, weil sie eine größere Amplitude des erzeugten Impulses, einen kleineren Ausgangswiderstand und eine kleinere Leistungsaufnahme aufweist und zur Bestückung nur eine Relaisröhre braucht. Der getastete Kippgenerator, der mit R_{ö1} (Relaisröhre TCh 5 B) bestückt ist, wird durch ein Signal, das zu den Eingangsklemmen geführt wird (die letzteren können an eine vor-

pezimpulsen sind. Zur Erweiterung des Arbeitsstrombereiches empfiehlt es sich aber, den Kondensator C_s vier- bis sechsmal zu vergrößern. Das langsamere Anwachsen des Potentials der dritten Hilfskatode begünstigt eine Übertragung der Entladung von der zweiten auf die dritte Hilfskatode. Für das Glied R_s, C_s ist das auf Grund der großen Ionenkopplung zwischen der Katode und der

licht, eine kleine Aufladungszeitkonstante des Kondensators, die für einen Impuls mit genügend großer Amplitude auf der zweiten Hilfskatode der Zählröhre notwendig ist, zu erhalten.

Weiter unterscheidet sich die Schaltung im Bild 2 von der im Bild 1 nicht. Die Widerstände R_s wurden in beiden Schaltungen zur Begrenzung des Glimmentladungsstromes von

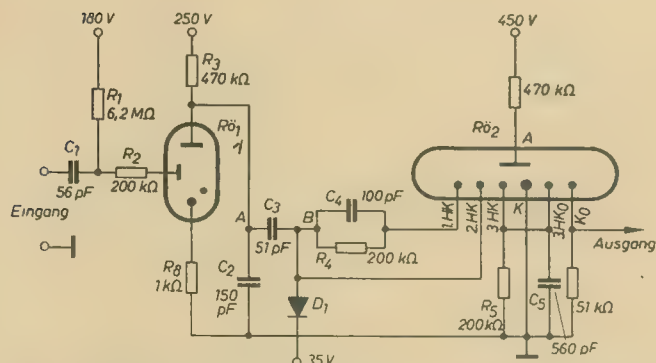


Bild 1: Prinzipschaltbild einer Steuerschaltung mit der Relaisröhre TCh 5 B für die dekadische Einimpuls-Zählröhre OC3; HK = Hilfskatode, K₀ = Weiterstellimpulskatode

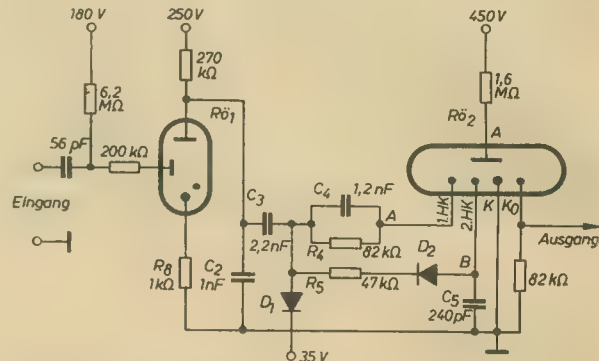


Bild 2: Prinzipschaltbild der Steuerung der dekadischen Zweiimpuls-Zählröhre OG 4

hergehende Zählgeschaltung mit Elektronenröhren oder Transistoren angeschlossen sein), getastet. Die TCh 5 B ist eine Relaisröhre mit Glimmentladung und einer hohen Eingangsempfindlichkeit. Das Signal, das zum Öffnen der Relaisröhre benötigt wird, wird durch den Vorionisationsstrom und C₁ und R₂ bestimmt und muß bei einer Impulsdauer von 10 µs minimal 10 ... 15 V betragen. So ein Signal kann man leicht als Weiterstellimpuls von der Ausgangskatode (Weiterstellimpulskatode) einer dekadischen Zählröhre, mit der eine vorhergehende Zählgeschaltungsstufe bestückt ist, erhalten.

Für die erste Stufe aber, die mit einer höheren Frequenz arbeitet, ist es notwendig, den Mindestwert des Signals auf 25 ... 30 V zu erhöhen. Die Notwendigkeit, das Eingangssignal zu erhöhen, ist durch die Verringerung der Anodenspannung und durch die Ladungsanhäufung am Kopplungskondensator C₁ gegeben.

Eine gute Eigenschaft der Relaisröhre TCh 5 B ist die große zugelassene Anodenspannung bei einer geringen Bogenanspannung. Sie erlaubt es, am Ausgang des Kippgenerators einen Impuls mit genügender Amplitude für die Steuerung einer Zählröhre zu erhalten. (Eine genügende Amplitude des Steuersignals mit anderen Relaisröhrentypen — TCh 3 B und TCh 4 B zu erhalten, ist nur durch Nacheinanderschalten zweier Relaisröhren möglich.)

Der negative Impuls wird von der Anode der R_{ö1} über C₃ auf die erste und zweite Hilfskatode der dekadischen Zählröhre geleitet. Die dabei auftretende Verkürzung des Impulses entsteht durch das Aufladen des Kondensators C₃ durch die Ströme der ersten und zweiten Hilfskatode der Zählröhre und der Diode D₁. Die Parameter der Glieder R₄, C₄ und R₅, C₅ können dieselben bleiben, wie sie es für die Steuerung von Zählröhren mit Tra-

ersten Hilfskatode in ihrer Nachbarschaft nicht so wichtig. Die Ionenkopplung ist durch die lange Dauer der Glimmentladung zur Katode im Vergleich zur Dauer der Glimmentladung zur zweiten Hilfskatode bedingt.

Die Aufgabe der Diode D₁ ist es, die Gleichspannungskomponente im Punkt B zu erneuern. Die Schaltung mit der Diode im Bild 1 ermöglicht maximale Zählgeschwindigkeiten bis 5 kHz bei einem Arbeitsstrombereich der Zählröhre von 0,5 ... 0,7 mA. Wenn man die Diode durch einen Widerstand von 300 ... 500 kΩ ersetzt, fällt die Zählgeschwindigkeit beim gleichen Arbeitsstrombereich.

Für eine Verbesserung der Arbeitsbedingungen der Schaltung bei sehr niedrigen Zählgeschwindigkeiten (f) empfiehlt es sich, den Widerstand R_s zu vergrößern, indem man ihn nach der Gleichung

$$R_s \approx \frac{1}{4,5 \cdot f \cdot C_s}$$

berechnet.

Das Prinzipschaltbild der Steuerung der dekadischen Zweiimpuls-Zählröhre OG 4 ist im Bild 2 abgebildet. Der Kippgenerator mit R_{ö1} ist dem vorher beschriebenen analog. Er unterscheidet sich von ihm nur durch die Werte der Kondensatoren C₃ und C₅, die durch die längeren Zeitdauern der Steuerimpulse, die für die Arbeit der Zählröhre OG 4 notwendig sind, bedingt sind. Um zwei zeitlich gegeneinander verschobene Impulse zu erhalten, wurde in dieser Schaltung die Differenzierung und Integration des von der Anode der Röhre des Kippgenerators abgenommenen Exponentialimpulses angewendet. Das Differenzierglied R₄, C₄ unterscheidet sich im Grunde nicht von einem gewöhnlichen. Im Integrierglied (R₅, C₅, D₁) wurde eine Diode verwendet, die die Entladungszeitkonstante des Kondensators [C₅ (R₅ + R_{spez})] vergrößert und es ermög-

licht, eine kleine Aufladungszeitkonstante des Kondensators, die für einen Impuls mit genügend großer Amplitude auf der zweiten Hilfskatode der Zählröhre notwendig ist, zu erhalten. Weiter unterscheidet sich die Schaltung im Bild 2 von der im Bild 1 nicht. Die Widerstände R_s wurden in beiden Schaltungen zur Begrenzung des Glimmentladungsstromes von

R_{ö1} verwendet. Wenn auch der Entladungsstrom des Kondensators im Kippgenerator in Form eines sehr kurzen Impulses (2 ... 3 µs) fließt, erreicht seine Amplitude Größenordnungen von 10 ... 100 mA, was sich auf die Lebensdauer der Relaisröhre auswirken kann. Die maximale Zählgeschwindigkeit der Schaltung im Bild 2 beträgt 1 ... 1,2 kHz.

In der gleichen Schaltungsweise können sehr niederfrequente Stufen ausgeführt werden. Bei Zählgeschwindigkeiten von 200 ... 300 kHz und niedriger kann die Schaltung vereinfacht werden. D₁ wird dann gegen einen Widerstand von 0,8 ... 1,0 MΩ ausgewechselt und das Integrierglied mit R_s = 70 ... 90 kΩ und C₅ = 600 ... 700 pF bestückt. So wie in der vorangegangenen Schaltung empfiehlt sich die Veränderung des Anodenwiderstandes der Relaisröhre entsprechend der oben angeführten Gleichung.

Bei einer Erhöhung der Frequenz der Eingangsimpulse über 1 ... 1,2 kHz zeigen sich Amplitude und Impulsdauer auf der zweiten Hilfskatode als unzulänglich, die Zählröhre zu steuern. Es ist möglich, eine Erhöhung der Zählgeschwindigkeit durch Impulsformung der Impulse für die erste und zweite Hilfskatode mit selbständigen Relaisröhren (wie es im Bild 3 gezeigt wird) zu erreichen.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Der Kippgenerator wird durch ein äußeres Signal getastet und R_{ö1} gezündet. Der dadurch entstandene negative Impuls wird von der Anode der Relaisröhre auf die erste Hilfskatode geleitet und dient als erster Steuerimpuls. Gleichzeitig wird der negative Impuls von der Anode der R_{ö1} verkürzt durch das Differenzierglied R₄, C₄ zur Hilfsanode der zweiten Relaisröhre R_{ö2} geleitet und löscht ihre Vorionisationsentladung. Nach dem Ablauf des negativen Impulses wird die Vorionisationsentladung erneut gezündet. Dabei entsteht infolge des zwischen der Zündung und dem Brennen der

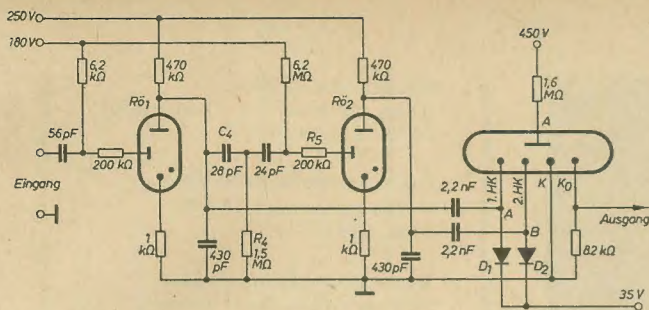


Bild 3: Diese Schaltung ermöglicht eine Erhöhung der Zählgeschwindigkeit durch Impulsformung der Impulse für die erste und zweite Hilfskatode mit selbständigen Relaisröhren

umfangreiche Gebiet der Halbleitertechnik zu informieren.

Es gliedert sich im wesentlichen in fünf Abschnitte, nämlich: Wirkungsweise von Halbleitern, technische Eigenschaften von Halbleitern, Herstellung von Halbleiterbauelementen, technische Anwendungen von Halbleiterbauelementen, Halbleiter und Licht, Halbleiterwiderstände.

Im ersten Abschnitt werden ausgehend von den physikalischen Grundlagen die Leitungsvorgänge in Halbleitergleichrichtern und Transistoren beschrieben. Danach folgt eine anschauliche Beschreibung von technischen Merkmalen und Eigenschaften der erwähnten Halbleiterbauelemente, wobei ein Vergleich zwischen Transistor und Röhre gezogen wird. In knapper, doch allgemeinverständlicher Form wird aus dem umfangreichen technisch-physikalischen Herstellungsprozeß das Grundsätzlichste erklärt, was man von der Technologie der Dioden und Transistoren wissen sollte. In den sich anschließenden technischen Anwendungen der Verstärker-Rundfunk-Fernseh- und Impulstechnik werden Grundschaltungen behandelt, die dem Leser einen gewissen Überblick über diese Gebiete vermitteln. Recht interessant und lesenswert sind die Abschnitte, in denen unter anderem Fotoelemente, Fototransistoren und Varistoren behandelt werden.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß es dem Autor gelungen ist, eine empfindliche Lücke in der populärwissenschaftlichen Literatur zu schließen. Das Fachbuch erhebt keinen Anspruch auf wissenschaftliche Exaktheit und ist für jeden Leser mit Allgemeinbildung unbedingt zu verstehen.

Beller

Vorionisationsentladung auftretenden Potentialunterschiedes eine Entladung der parasitären Strecke Hilfsanode—Anode und der anderen Kondensatoren, die über R_8 an die Hilfsanode von R_{02} angeschlossen sind. Der zusätzliche Strom, der im Augenblick der Entladung zur Hilfsanode fließt, bewirkt die Zündung der Relaisröhre R_{02} des zweiten Kippgenerators. Der entstandene Impuls wird von der Anode der Relaisröhre auf die zweite Hilfskatode der Zählröhre geleitet. Werden Bauelemente gleichen Wertes in beiden Kippgeneratoren verwendet, so unterscheiden sich die Impulse auf der ersten und zweiten Hilfskatode nur in der Phase, wodurch optimale Bedingungen zur Übertragung der Entladung auf die zweite Hilfskatode geschaffen sind. Die im Bild 3 abgebildete Schaltung arbeitet bis zu einer Zählgeschwindigkeit von 2 kHz. Die Schaltungen der Bilder 2 und 3 können auch zur Steuerung der Glimmschaltröhre A 101 benutzt werden.

Ein dreistufiges Zählgerät, das nach den beschriebenen Schaltungen (mit einer maximalen Zählgeschwindigkeit von 4...5 kHz) mit einer dekadischen Zählröhre OG 3 und zwei Zählröhren OG 4 konstruiert wurde, hat einen Leistungsverbrauch von $\leq 3,5 \dots 4$ W.

Fachbücher

Siegfried Pfüller

Halbleiter-Bauelemente neuer Technik

VEB Fachbuchverlag Leipzig

199 Seiten, 114 Bilder, Halbleinen 5,50 DM

Das vorliegende Fachbuch gibt dem Leser die Möglichkeit, sich über das relativ neue und

Tonbandmotore WKW 130/30

jeder Posten, zu kaufen gesucht.

PGH Elektro-Akustik
Leipzig W 34

Straße des Komsomol 129
Ruf: 4 53 52

Stanzmuttern

von M 1,7 bis M 5, sofort ab Lager bzw. kurzfristig lieferbar an Endverbraucher, VE Betriebe und an den Handel.

Paul Fischer, Eisenwaren-Großhandel,

Limbach-Oberfrohna/Sa., Maxim-Gorki-Straße 3, Tel. 3039

Präfix

das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE“, Torgau

Gesucht! RÖHREN 6J5

Angebote an
Gebr. Bässler, Radebeul 1,
Ernst-Thälmann-Straße 19-21
Fabrik elektr. Meßinstrumente

Bieten an:

Kennlinienschreiber
vom Typ RPG 3
Funkwerk Dresden,
betriebsbereit,
mit allem Zubehör.

PGH „Radio und Fernsehen“
Sangerhausen, Ulrichstr. 1-3

Keine Kontaktschwierigkeiten mehr
durch die Verwendung von

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.

Prospektmaterial

über die Literatur des
VEB Verlag Technik
fordern Sie bitte bei
Ihrem Buchhändler an.



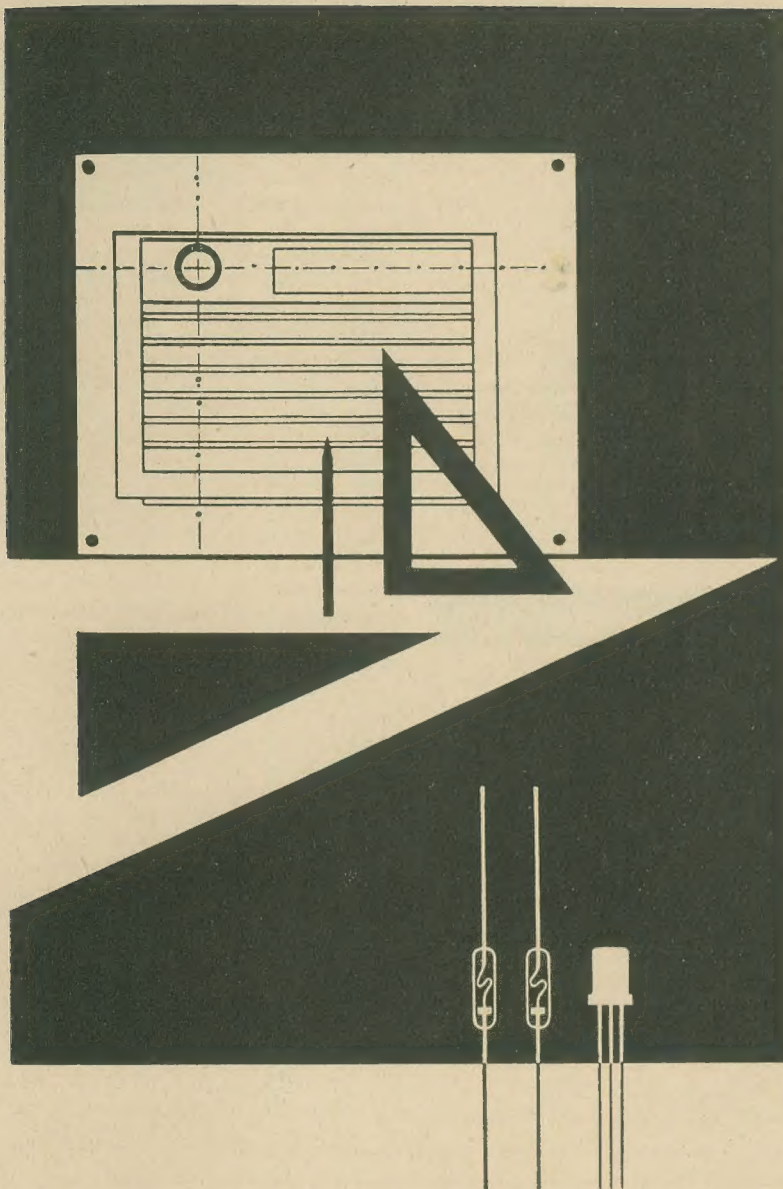
In vielen Teilen der Erde

werden unsere unter Berücksichtigung langjähriger
Facherfahrung entwickelten Bauelemente der
Nachrichtentechnik mit Erfolg verwendet

Tastenschalter, Miniatur-Tastenschalter, Transformatoren,
Drosseln, Spulensätze, Drahtwiderstände, UKW-Bausteine

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN,
DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.



Höchste Präzision auf kleinstem Raum

RF

Wirtschaftlichere Herstellung, größere Betriebssicherheit und höhere Lebensdauer durch Einsatz von Halbleiterbauelementen in elektronischen Geräten, sind Tatsachen, auf die der fortschrittliche Entwicklungsingenieur bei der Lösung seiner immer schwieriger werdenden Aufgaben nicht mehr verzichten kann. Längst sind Germanium-Dioden, Gleichrichter und Transistoren wegen ihrer konstruktiven und schaltungstechnischen Vorteile zu unentbehrlichen Bauelementen geworden.

In allen Phasen der Produktion unserer Halbleiterbauelemente wird sorgfältig auf höchste Präzision geachtet.

Germanium-Dioden

OA 625, OA 626, OA 645, OA 665, OA 685,
OA 705, sofort lieferbar

Germanium-Schaltdioden

OA 720, OA 721, OA 741, OA 780
sofort lieferbar

Germanium-Diodenpaare

2 OA 646, OAA 646, sofort lieferbar

Germanium-Diodenquartett

O 4 A 657, sofort lieferbar



VEB Werk für Fernsehelektronik

Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1-5

Ge-NF-Flächentransistoren 50 mW

OC 815, OC 816, ovale Bauform
sofort lieferbar

OC 815, OC 816, OC 817, runde Bauform
sofort lieferbar

Ge-NF-Flächentransistoren 100 mW

OC 821, OC 822, sofort lieferbar

Ge-HF-Flächentransistoren 1 MHz

OC 870, sofort lieferbar

Ge-Leistungstransistoren 4 W

OC 837, OC 838, 2 OC 836

Ge-Flächengleichrichter 10 A

OY 122, OY 125, sofort lieferbar

Si-Flächengleichrichter 1 A

OY 911 ... OY 914, sofort lieferbar

Schülerübungsgerät

„Elektrik III — Halbleiter“

sofort lieferbar

Zu Sonderpreisen sofort lieferbar:

GDT-Dioden

Germanium-Dioden
für Lehr- und Amateurzwecke

Ge-Flächentransistoren

LA 25, LA 50, LA 100, LA 1, LA 4, LA 30

Diese Transistoren eignen sich speziell für Lehr- und Amateurzwecke, können aber jederzeit auch in anspruchsvolleren Schaltungen eingesetzt werden.



VEB

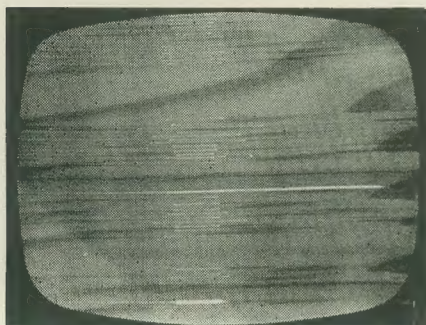
Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Frankfurt (Oder) Markendorf

Im einschlägigen Fachhandel erhältlich

Fernsehbildfehler VI

Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE



Fehler

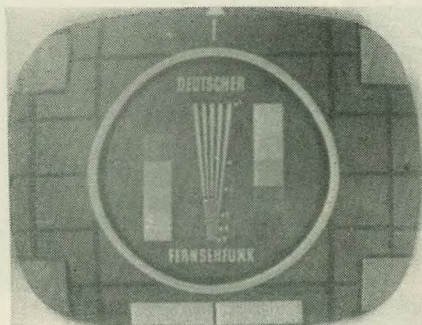
Kein Bild, in der Mitte sind kleine waagerechte Striche sichtbar

Ursache

Schwungradkreis ist verstimmt

Fehlerbeseitigung

Schwungradkreiskondensator auswechseln



Fehler

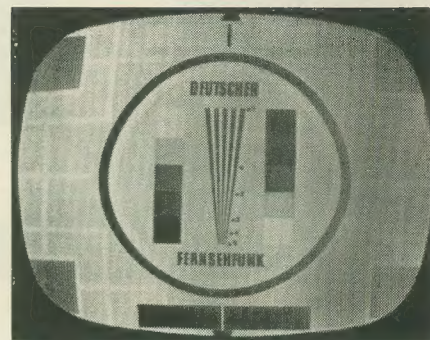
Bild ist negativ

Ursache

Videodiode ist falsch gepolt, Videoendstufe arbeitet nicht

Fehlerbeseitigung

Videodiode umlöten, Videoendstufe untersuchen (R₁₂ beim Nordlicht)



Fehler

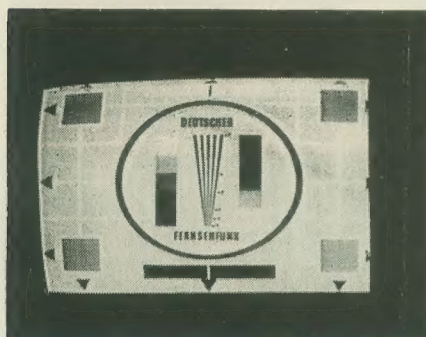
Eine Bildseite ist heller als die andere

Ursache

Diode für die Dunkelastung ist defekt

Fehlerbeseitigung

Diode wechseln



Fehler

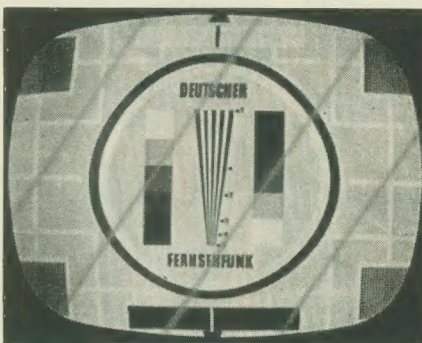
Bild ist zu klein

Ursache

Bild- und Zeilenablenkung sind zu gering

Fehlerbeseitigung

Boosterdiode wechseln, Netzspannung und Anodenspannung prüfen



Fehler

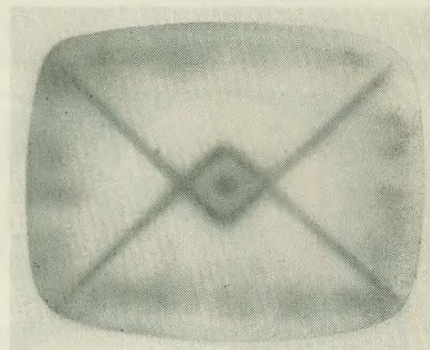
Schräge, schwarze Linien durchlaufen das Bild. Sie können sich auch aufrichten und nach rechts bzw. links über das Bild laufen

Ursache

Anderer Fernsehsender stört

Fehlerbeseitigung

Antennenrichtung verändern, stärker bündelnde Antenne verwenden



Fehler

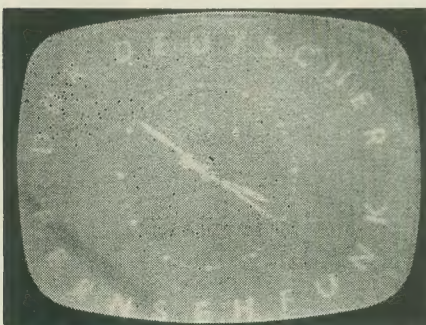
Auf der Bildfläche erscheint eine Abbildung, die der Rückseite eines Briefumschlages ähnelt

Ursache

Einbrand durch positive Ionen

Fehlerbeseitigung

Bildröhre austauschen



Fehler

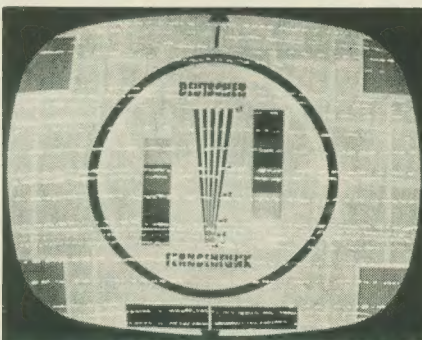
Verrauschtes Bild, Ton gut. Kontrast läßt sich auf Null regeln

Ursache

Getastete Regelung ist defekt

Fehlerbeseitigung

Regelung untersuchen



Fehler

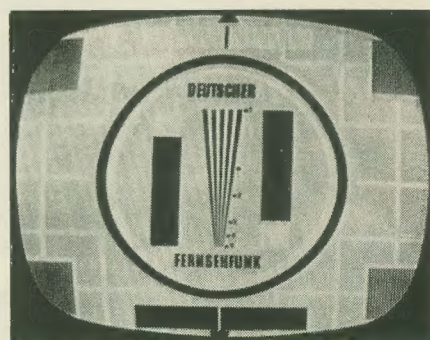
Feine, weiße Punkte sind über das Bild verteilt

Ursache

Hochspannung sprüht

Fehlerbeseitigung

Gerät in einem dunklen Raum auf Sprühtstellen untersuchen. Auf Unterbrechung am Hochspannungsstecker achten



Fehler

Trotz ausreichender Grundhelligkeit erscheint das Bild zu dunkel und ohne Grauwerte

Ursache

Übersteuerung

Fehlerbeseitigung

Wenn Regelspannung in Ordnung ist, kontrollieren, ob alle Röhren (EF 80) im ZF-Teil regeln. Antennenleistung verringern

Das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen KOVO stellt auf der Internationalen Messe Brno – Tschechoslowakei vom 9. bis 23. September 1962 folgende TESLA-Erzeugnisse aus:

Transistorenempfänger in Taschen-, Handtaschen- und Tischausführung
Netzempfänger jeder Art und Größe
Netz- und Transistor-Tonbandgeräte
Fernsehempfänger modernster Konstruktion als Tisch- oder Standgerätausführung
Mikrofone, Lautsprecher, Lichtquellen, Radiobestandteile für die Transistoren und Fernsehtechnik, Röhren und viele andere Erzeugnisse von Weltniveau



Ausfuhr durch:

KOVO

Alle diese Erzeugnisse werden im Pavillon C, II. Galerie, zur Schau gestellt

Verlangen Sie eingehende Auskünfte und Prospekte!

Praha 7, třída Dukelských hrdinů 47,
TSCHECHOSLOWAKEI